

N° d'ordre : 1355

50376
1986
213

50376
1986
313

THÈSE

présentée à

L'UNIVERSITE DES SCIENCES ET TECHNIQUES DE LILLE FLANDRES ARTOIS

pour obtenir le titre de

DOCTEUR 3ème CYCLE

par

SEURE Bruno

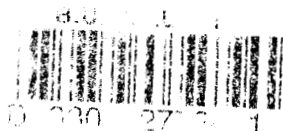
Maître es Sciences



SUR UN CONVERTISSEUR DIRECT REVERSIBLE A TRANSISTORS POUR L'ALIMENTATION D'UN MOTEUR ASYNCHRONE DIPHASE

Soutenu le 24 Octobre 1986 devant le Jury

MM.	R.	PERRET,	Président
	C.	MAIZIERES,	Rapporteur
	J.P.	HAUTIER,	Directeur du travail
	J.P.	VILAIN,	Examineur
	G.	MANESSE,	Examineur



A V A N T - P R O P O S

-o-o-o-o-o-

Ce travail a été effectué au sein du Laboratoire de Systèmes Electromécaniques de l'Université des Sciences et Techniques de Lille Flandres Artois, dirigé par Monsieur le Professeur MAIZIERES. Je le remercie vivement pour l'excellent accueil qu'il m'a réservé.

J'exprime ici ma profonde reconnaissance à Monsieur HAUTIER pour la qualité de son enseignement et l'intérêt qu'il a porté à mes recherches. Ses idées et le dynamisme qu'il exprime furent indispensables à l'aboutissement de ce travail.

Monsieur PERRET, Professeur à l'Institut National Polytechnique de Grenoble a accepté de présider ce Jury. Qu'il trouve ici l'assurance de plus sincères remerciements.

Je remercie Monsieur VILAIN, Maître de Conférences à l'Université de Compiègne pour l'intérêt qu'il a bien voulu porter à mon travail en participant à ce Jury.

Je remercie très vivement Monsieur G. MANESSE, Maître de Conférence à l'USTL Flandres Artois de l'attention qu'il porte à mes travaux en jugeant ce mémoire et à son éternel enthousiasme qu'il communique à l'équipe du laboratoire.

J'exprime ma gratitude à Monsieur FRANCHAUD pour sa disponibilité constante et son efficacité technique.

Je tiens à remercier également Messieurs DUMON et LEDEE, collègues de travail pour les conseils qu'ils m'ont apportés.

Mes remerciements vont également à Madame LEMAIRE pour le soin et le sérieux apportés à la frappe de ce mémoire et à Monsieur HOUZE qui en a assuré la reproduction.

S O M M A I R E

-O-O-O-O-O-O-

	Page
INTRODUCTION GENERALE	1
<u>CHAPITRE 1</u>	
ANALYSE FONCTIONNELLE DES STRATEGIES DE COMMANDE D'UN MONTAGE ELEMENTAIRE	5
1. <u>Analyse du montage élémentaire</u>	5
1.1. Description du convertisseur étudié	5
1.2. Décomposition fonctionnelle	6
2. <u>Séquence de contrôle à motif de tension fixe</u>	9
2.1. Stratégie de commande bipolaire	9
2.2. Stratégie de commande unipolaire	12
2.3. Description fonctionnelle	14
2.3.1. Description fonctionnelle du bloc redresseur	14
2.3.2. Description fonctionnelle du bloc hacheur	17
3. <u>Séquence de contrôle à motif de tension variable</u>	18
3.1. Principe	18
3.2. Arrangement fonctionnel	19
3.3. Stratégie de commande	20
3.4. Description fonctionnelle	22
4. <u>Modèle numérique du convertisseur - Résultats</u>	26
5. <u>Conclusion</u>	31

CHAPITRE 2

CARACTERISTIQUES DE L'ONDE DE SORTIE DELIVREE. PAR LE CONVERTISSEUR	32
<u>1. Séquence de contrôle à motif de tension fixe</u>	32
1.1. Position du problème	32
1.2. Etude du bloc de linéarisation	33
1.2.1. Compensation d'une onde bipolaire	33
1.2.2. Compensation d'un onde unipolaire	33
1.3. Influence de la fréquence de découpage	38
1.4. Comparaison des commandes bipolaire et unipolaire	39
<u>2. Séquence de contrôle à motif de tension variable</u>	43
2.1. Position du problème	43
2.2. Résultats et performances	44
<u>3. Modulation sinusoïdale du rapport cyclique avec une commande unipolaire</u>	45
3.1. Principe utilisé	45
3.2. Etude qualitative de la tension de sortie	46
3.2.1. Généralités	46
3.2.2. Valeur approchée du fondamental de la tension de sortie	46
3.2.3. Harmoniques présents dans la tension de sortie	47
3.3. Etude quantitative	50
3.3.1. Généralités	50
3.3.2. Transformée de Fourier Discrète	51
3.4. Résultats	54
<u>4. Conclusion</u>	58

CHAPITRE 3

ETUDE DE L'ENSEMBLE CHANGEUR DE FREQUENCE MOTEUR DIPHASE	60
<u>1. Description fonctionnelle du changeur de fréquence diphasé</u>	61

2. <u>Modélisation du moteur diphasé</u>	64
2.1. Hypothèses - Notations	64
2.2. Equations générales	65
2.3. Equations de Park	66
2.4. Equation mécanique	68
3. <u>Validation du modèle changeur de fréquence-moteur asynchrone</u>	68
4. <u>Contrôle de la vitesse du moteur asynchrone</u>	70
4.1. Choix d'une stratégie de commande du rapport cyclique	71
4.2. Principe de la mise en vitesse	73
4.3. Organisation structurelle	76
4.4. Méthode de simulation globale	80
4.5. Etude du régime dynamique	81
4.5.1. Etude de la mise en vitesse	81
4.5.2. Etude de la réversibilité	84
4.5.3. Bilan des puissances	87
5. <u>Conclusion</u>	89
<u>CHAPITRE 4</u>	
MISE EN OEUVRE DU SYSTEME DE CONTROLE	90
1. <u>Architecture de contrôle</u>	91
1.1. Position du problème	91
1.2. Description de l'architecture de contrôle microinformatique	91
1.3. Description du modulateur	96
1.4. Elaboration des signaux de protection	101
2. <u>Description du logiciel</u>	103
2.1. Présentation du 8085	103
2.2. Elaboration du rapport cyclique compensé	103
2.3. Séquencement du redresseur	103
2.4. Séquencement du hacheur	106
2.5. Implantation du logiciel - Codage	107

3. <u>Circuit de puissance</u>	111
3.1. Réalisation des interrupteurs	111
3.2. Réalisation du convertisseur	112
3.3. Principe de fonctionnement Pont de Gräetz - Hacheur	113
4. <u>Conclusion</u>	115
CONCLUSION GENERALE	116
ANNEXE I	A1
Programme de simulation du convertisseur direct avec une séquence de contrôle à motif de tension fixe (Débit sur charge R-L)	
ANNEXE II	A7
Calcul de la valeur moyenne et développement en série de Fourier de la tension u	
ANNEXE III	A11
Algorithme de calcul (Méthode de Gauss-Legendre)	
ANNEXE IV	A14
Développement en série de Fourier de la tension u par la méthode de la modulante "gelée"	
ANNEXE V	A17
Programme de Transformée de Fourier Rapide (Algorithme de Cooley)	
ANNEXE VI	A22
Modélisation du moteur à cage diphasé	
ANNEXE VII	A24
Identification des paramètres d'un moteur à cage diphasé	
ANNEXE VIII	A28
Fonctionnement intrinsèque du compteur	

ANNEXE IX

A30

Tableau de transcodage (commande unipolaire)

ANNEXE X

A32

Programme en langage assembleur

*

PRINCIPALES NOTATIONS

C	: Indice de commutation du bloc hacheur $C \in \{0,1\}$
C_e	: Couple des forces électromagnétiques
C_f	: Couple de frottements secs
C_r	: Couple de charge
D, D_o	: Rapports cycliques compensé et non compensé
D_q, D_{oq}	: Rapports cycliques quantifiés compensé et non compensé
$f = 1/T$: Fréquence du réseau d'alimentation
$f_c = 1/T_c$: Fréquence de découpage
$f_e = 1/T_e$: Fréquence d'échantillonnage
$f_m = 1/T_m$: Fréquence de modulation
$f_n = n' \Delta f$: Fréquences harmoniques
$f_r = 1/T_r$: Fréquence de reproduction des grandeurs de sortie
$f_{clk} = 1/T'_e$: Fréquence d'horloge du modulateur
f_{min}, f_{max}	: Fréquence de modulation minimale et maximale
G	: Indice de permutation du bloc redresseur $G \in \{1,2,3\}$
g	: Glissement
i	: Courant absorbé par la charge (montage élémentaire)
\bar{i}	: Valeur moyenne du courant i
i_{r1}, i_{r2}	: Courants rotoriques
i_{s1}, i_{s2}	: Courants statoriques
I_s	: Valeur efficace du courant absorbé par la charge
$I(n' \Delta f)$: Valeur efficace du courant à la fréquence harmonique $(n' \Delta f)$
J_m	: Moment d'inertie
K_m	: Coefficient de modulation
K_{ij}	: Interrupteur $i \in \{1,2\}$, $j \in \{1,2,3\}$
L	: Inductance (charge monophasée)
l_r, l_s	: Inductances propres du rotor et du stator
m_{sr}	: Mutuelle inductance entre la phase s du stator et la phase r du rotor $s \in \{1,2\}$, $r \in \{1,2\}$

M	: Amplitude des mutuelles inductances
N_m	: Vitesse de rotation en tours/mn
p_p	: Nombre de paires de pôles
R	: Résistance (charge monophasée)
R_r, R_s	: Résistances d'une phase rotorique et statorique
S	: Variable de contrôle du signe de la tension $v \quad S \in \{0,1\}$
S'	: Image du signe de la fonction de modulation $S' \in \{0,1\}$
S_r	: Consigne sens de rotation $S_r \in \{0,1\}$
$T' = 1/\Delta f$: Période spectrale
u_1, u_2, u_3	: Tensions d'alimentation (réseau triphasé équilibré)
U_m	: Amplitude des tensions d'alimentation
u	: Tension de sortie (montage élémentaire)
u', u''	: Tensions appliquées au stator du moteur diphasé
\overline{u}	: Valeur moyenne approchée de la tension u
\overline{u}_k	: Valeur moyenne échantillonnée sur un intervalle de découpage
\overline{u}'	: Valeur moyenne exacte de la tension u
\overline{u}'_k	: Valeur moyenne exacte sur un intervalle de découpage
U_p	: Amplitude de l'harmonique de rang p en tension.
U_s	: Valeur efficace de la tension de sortie
U_{km}	: Amplitude du fondamental
u_c	: Fonction de modulation (montage élémentaire)
u'_c, u''_c	: Fonctions de modulation (changeur de fréquence diphasé)
v	: Tension délivrée par le redresseur fictif
\overline{v}	: Valeur moyenne de v
X	: Indice de classe $X \in \{0,1,2\}$

β_0	: Angle de découpage
θ_0	: Angle de retard à l'amorçage
ϕ_m	: Déphasage de la fonction de modulation
ω	: Pulsation du réseau ($\theta = \omega t$)
ω_c	: Pulsation du hacheur ($\theta_c = \omega_c t$)
ω_m	: Pulsation de la fonction de modulation ($\theta_m = \omega_m t$)
$[\phi_m]$: Matrice des flux réels
$\Omega = d\theta'/dt$: Vitesse du rotor en radians/s
$\Delta f'$: Quantum de la fréquence

*

I N T R O D U C T I O N

L'alimentation d'une machine asynchrone dans une plage étendue de fréquence peut être réalisée soit au moyen d'une cascade de conversion indirecte, soit au moyen d'une structure réalisant une conversion directe de fréquence. Si nous analysons les différentes structures de convertisseur qui permettent de réaliser une source alternative d'amplitude et de tension variable, il se dégage deux familles importantes présentant chacune des avantages et des inconvénients quant à la mise en oeuvre et l'utilisation /1/.

Une cascade de conversion indirecte nécessite une source continue intermédiaire généralement constituée d'un pont redresseur et d'un filtre. Il existe deux solutions pour agir sur la tension de sortie de l'onduleur :

- Dans un premier cas la tension délivrée par l'élément de filtrage est utilisée pour alimenter un onduleur qui, commandé par une séquence de contrôle à motif variable (MLI), permet le réglage simultané de la fréquence et de la tension efficace en sortie à partir d'une seule grandeur de commande /2/ /3/ /4/.

- Dans un second cas, l'onduleur alimenté par l'intermédiaire d'un bloc hacheur (pont redresseur-hacheur-onduleur) est contrôlé par une séquence à motif unique fixée à priori /5/ /6/. L'introduction du convertisseur continu-continu offre ainsi une grandeur de réglage supplémentaire qui permet de faire varier indépendamment la fréquence et l'amplitude du terme fondamental. Une variante de ce montage consiste à remplacer l'ensemble redresseur-hacheur par un pont à thyristors.

La conversion indirecte présente l'avantage de mettre en oeuvre deux blocs de conversion dont les commandes et le fonctionnement sont bien maîtrisés et le découplage apporté par l'élément de stockage intermédiaire (filtre) élimine en principe toute possibilité de génération de sous-harmoniques nuisibles au bon fonctionnement du système.

Les convertisseurs directs, parmi lesquels nous trouvons les changeurs de fréquence, utilisent sans intermédiaire les tensions de la source en réunissant l'entrée et la sortie au moyen d'éléments semi-conducteurs convenablement commandés. Ceux-ci fonctionnent soit en commutation libre, soit en commutation forcée et parmi les premiers, les gradateurs classiques à thyristors constituent des organes efficaces et peu onéreux par exemple pour la commande en accélération d'un moteur asynchrone /7/ /8/. Ils ne permettent pas un fonctionnement à vitesse variable la fréquence de sortie restant fixe et égale à la fréquence du réseau d'entrée. On trouve également le cycloconvertisseur à commutation libre /9/ /10/ /11/ qui, jusqu'à présent, est le seul changeur de fréquence de grande puissance ayant un développement industriel important. Les inconvénients majeurs de ce montage sont le nombre d'éléments mis en jeu (36 pour une sortie triphasée) et la limitation de la fréquence de sortie maximale au tiers de la fréquence du réseau d'entrée.

Pour une plage de variation étendue de la fréquence de sortie, il est indispensable de recourir à des interrupteurs totalement contrôlables pouvant, par exemple, être assemblés suivant les dispositifs classiques présentés ci-dessus. On retrouve une structure du type gradateur à commutations forcées développé par BERG et DAS /12/ qui permet de faire varier la fréquence sans toutefois modifier l'amplitude du signal de sortie ce qui constitue un inconvénient majeur pour l'alimentation d'un moteur asynchrone en vitesse variable.

La structure du type cycloconvertisseur imaginé en 1969 par BRANDT présente la possibilité d'obtenir une fréquence de sortie absolument quelconque par rapport à celle d'entrée, la fréquence maximale étant limitée à deux fois celle du réseau. L'inconvénient de ce montage est également l'impossibilité de régler la tension de sortie à partir de la séquence de contrôle des semi-conducteurs.

Par conséquent, nous sommes amenés à recourir à des structures moins classiques qui permettent d'obtenir une source de fréquence et d'amplitude variables.

Le principe utilisé pour la commande de ces convertisseurs fait apparaître deux fonctions distinctes :

- une fonction spatiale de connexion définie par l'état binaire des interrupteurs,

- une fonction temporelle de modulation fixant les instants de commutation et la durée des différentes phases de fonctionnement.

Lorsque ces deux fonctions sont liées, la synthèse d'une forme d'onde de tension ou de courant conduit à des motifs complexes /13/ /14/, tandis que l'introduction d'une modulation de largeur d'impulsion en permet la séparation. Cet aspect apparaît clairement dans le gradateur à transistors de MOZDZER et BOSE /15/.

Nous retrouvons également cette séparation des fonctions spatiale et temporelle dans le formalisme matriciel présenté par VENTURINI et ALESSINA /16/. Ces auteurs présentent une technique générale de synthèse des formes d'onde à haute fréquence permettant de réduire l'importance des éléments réactifs.

Dans l'étude effectuée, nous avons opté pour une synthèse à haute fréquence qui permet donc d'éliminer les éléments de filtrage d'entrée et de sortie.

Le montage élémentaire proposé, réalise un double multiplexage des tensions du réseau triphasé de manière à reconstituer une source à fréquence et tension variables. Le principe même de ce dispositif nécessite des interrupteurs statiques bidirectionnels qui confèrent ainsi à cet ensemble une réversibilité intrinsèque. Cette particularité doublée de l'absence de tout filtre intermédiaire conduit nécessairement à un amplificateur de puissance rapide qualité indispensable pour l'alimentation d'un actionneur à hautes performances dynamiques.

Ainsi dans le chapitre 1, nous analysons le fonctionnement d'un "montage élémentaire" composé d'un pont à six interrupteurs. Ses schémas équivalents sont définis pour chaque séquence de contrôle proposée (motif de tension fixe /17/, motif de tension variable /18/) et la description structurée qui est établie conduit directement au modèle de simulation du convertisseur.

Le chapitre 2 est consacré à l'étude du comportement du convertisseur travaillant avec un motif de tension fixe. Une compensation active est alors proposée pour l'atténuation sensible des effets de la forme d'onde du réseau. L'étude est ensuite reprise avec une séquence à motif de tension variable qui met particulièrement en évidence la fonction multiplexeur. Nous envisageons enfin une loi de modulation sinusoïdale dans la perspective d'alimenter la charge complexe que représente la machine asynchrone.

Le chapitre 3 est réservé à l'étude du changeur de fréquence diphasé alimentant un moteur asynchrone pour lequel un système de contrôle intégrant les contraintes technologiques est proposé. L'étude des performances qui est effectuée prouve la faisabilité et la qualité de la solution originale proposée pour cet ensemble.

Dans le chapitre 4, nous décrivons l'architecture du dispositif de contrôle microinformatique de ce système ainsi que les solutions technologiques adoptées pour la réalisation de la partie puissance.

C H A P I T R E 1
ANALYSE FONCTIONNELLE DES STRATEGIES DE
COMMANDE D'UN MONTAGE ELEMENTAIRE

Dans ce chapitre, l'analyse fonctionnelle d'un montage élémentaire à six interrupteurs est effectuée pour plusieurs stratégies de contrôle. La description, établie au moyen de réseaux de Pétri, permet de définir pour une séquence particulière un modèle numérique du convertisseur ainsi réalisé.

1 - ANALYSE DU MONTAGE ELEMENTAIRE

1.1. Description du convertisseur étudié

L'échange de puissance entre un réseau de tensions triphasées et un récepteur de courant monophasé s'effectue au moyen de six interrupteurs bidirectionnels contrôlés (figure 1.1).

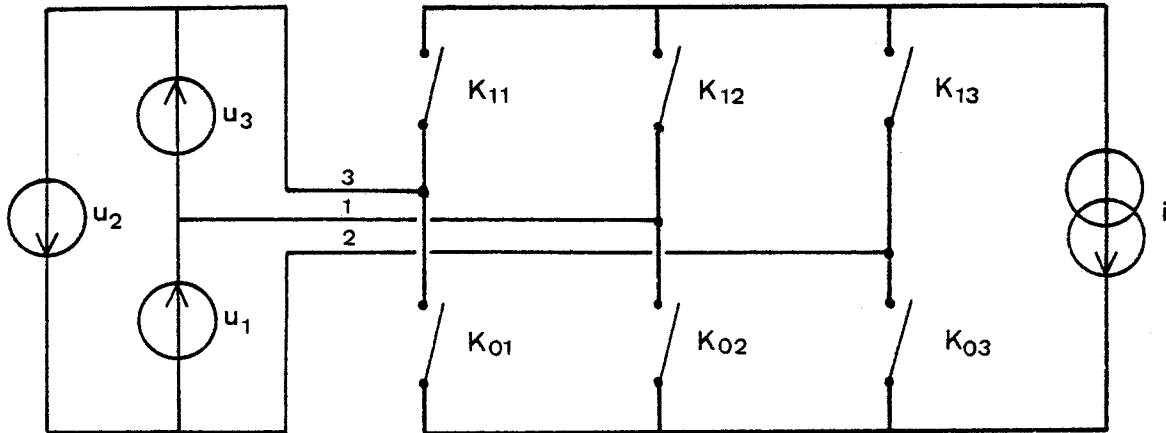


Figure 1.1

Le circuit source-charge est réalisé au moyen de deux interrupteurs rendus conducteurs. Dans un premier cas, le signe et l'amplitude de la tension de sortie sont définis par deux éléments actifs situés dans des bras distincts, dans un second cas ceux-ci appartiennent au même bras et la tension de sortie est nulle. Une définition convenable de la séquence de contrôle des paires successives d'éléments conducteurs permet une modulation quelconque de la valeur moyenne \bar{u} de la tension ainsi appliquée à la charge.

1.2. Décomposition fonctionnelle / 5 / /17/

Le montage présente à tout instant deux interrupteurs conducteurs de sorte qu'il existe $C_6^2 = 15$ configurations possibles. En éliminant les combinaisons conduisant à des courts-circuits d'alimentation, le convertisseur présente neuf états contrôlés distincts partitionnés en trois classes caractérisant l'état des liaisons source-charge. Chacune de ces classes est définie par la tension imposée aux bornes du récepteur (tableau 1.1).

- Classe 0 : liaisons permutées entre la charge et une source
- Classe 1 : charge en court-circuit
- Classe 2 : liaisons directes entre la charge et une source.

X	Paire d'interrupteurs conducteurs	u
0	$K_{12} K_{01}$	$-u_3$
	$K_{13} K_{02}$	$-u_1$
	$K_{11} K_{03}$	$-u_2$
1	$K_{01} K_{11}, K_{02} K_{12}, K_{03} K_{13}$	0
2	$K_{11} K_{02}$	u_3
	$K_{12} K_{03}$	u_1
	$K_{13} K_{01}$	u_2

Tableau 1.1

Dans chaque classe considérée notée X, toute configuration se déduit d'une autre par une permutation circulaire définie au moyen de l'indice G. Le tableau 1.2 fait apparaître une relation biunivoque entre le groupe d'éléments K_{ij} ($j \in \{1,2,3\}, i \in \{0,1\}$) d'une part, la classe X de l'état contrôlé et l'indice de permutation G d'autre part de sorte que la tension de sortie a pour expression :

$$u = (X-1) u_{G+2} \tag{1}$$

G	G+1	G+2		X = 0	X = 1	X = 2
1	2	3		$K_{12} K_{01}$	$K_{01} K_{11}$	$K_{11} K_{02}$
2	3	1		$K_{13} K_{02}$	$K_{02} K_{12}$	$K_{12} K_{03}$
3	1	2		$K_{11} K_{03}$	$K_{03} K_{13}$	$K_{13} K_{01}$



Tableau 1.2

La commande du convertisseur est donc définie par les seuls indices G et X. Dans ces conditions le principe général du fonctionnement est donné par le schéma fonctionnel de la figure 1.2 qui sépare deux fonctions :

- le choix de la tension d'alimentation (bloc de permutation)
- l'état de la tension de sortie (bloc de commutation).

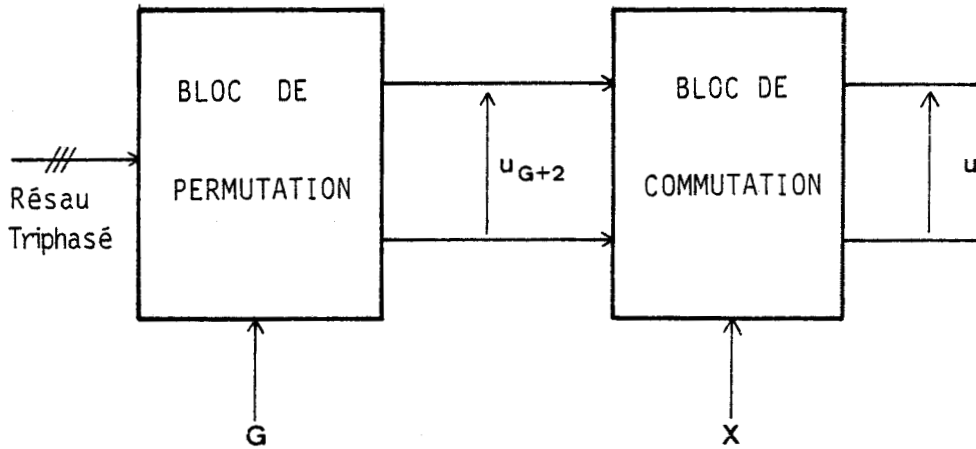


Figure 1.2

La figure 1.3 donne le schéma équivalent généralisé précisant les fonctions de commutation et de permutation alors résumées dans le tableau 1.3/20/. Le choix d'une stratégie consiste donc à déterminer une séquence des doublets (G, X) ($G \in \{1, 2, 3\}$) qui assurent le contrôle du signe et de l'amplitude de u à partir d'une grandeur de commande u_c traduisant la fonction de modulation. Ce signal extérieur représente l'image du fondamental de la tension appliquée à la charge.

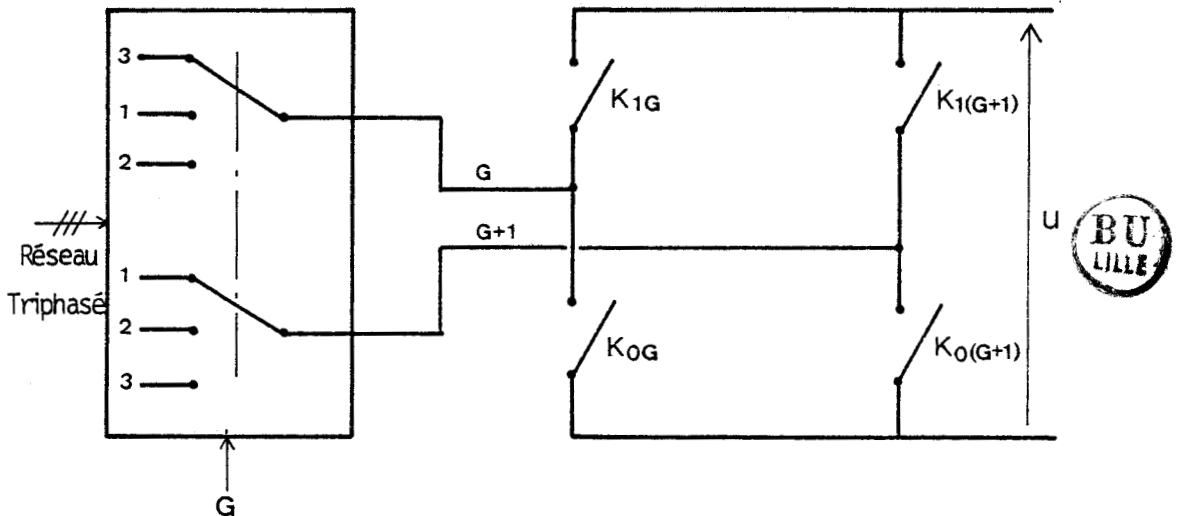


Figure 1.3

	X = 0	X = 1	X = 2
G	$K_{1(G+1)}K_{OG}$	$K_{OG}K_{1G}$	$K_{1G}K_{O(G+1)}$

Tableau 1.3

Dans la suite nous examinons les stratégies de contrôle à motif de tension fixe pour lesquelles la fonction de connexion est indépendante de la fonction de modulation. Lorsque ces deux fonctions sont liées, nous définissons les stratégies de contrôle à motif de tension variable.

2 - SEQUENCE DE CONTROLE A MOTIF DE TENSION FIXE

Pour ce type de contrôle l'indice G dépend uniquement de la valeur des tensions d'entrées, alors que l'indice X définit l'état de la tension de sortie.

2.1. Stratégie de commande bipolaire /21/

Le bloc de commutation est décomposé en deux éléments, assurant respectivement le contrôle simultané du signe et de la valeur moyenne de u au moyen de deux grandeurs binaires C et S (figure 1.4).

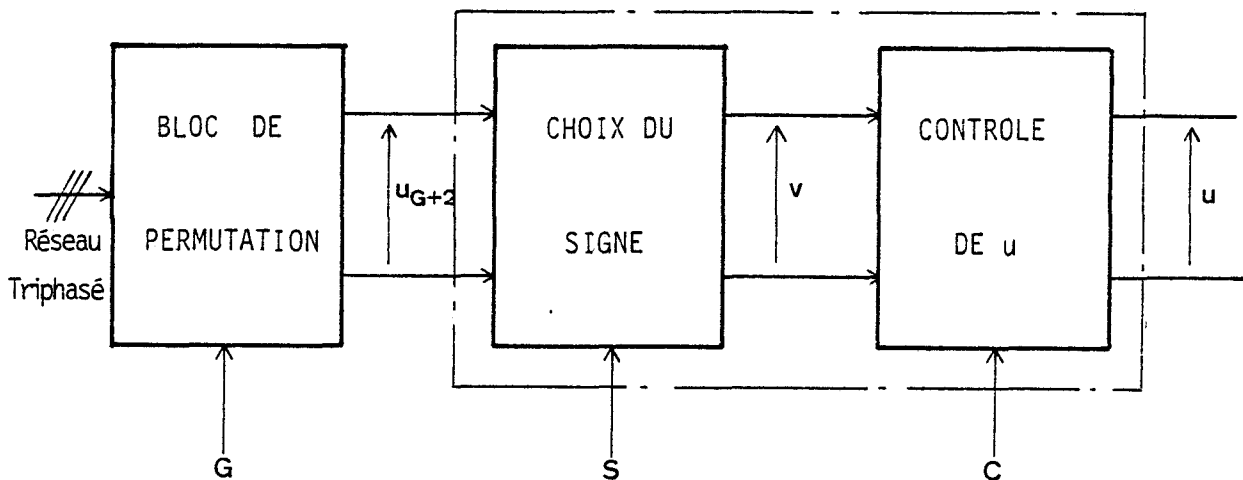


Figure 1.4

La variable S définie par une machine de Moore dont la fréquence d'horloge est sextuple de celle du réseau, fixe le signe de la tension d'alimentation v du sous-bloc de contrôle de sorte que :

$$v = (1-2S) u_{G+2} \quad (2)$$

Les changements d'état du bloc de permutation se définissent de la même manière que ceux d'un pont redresseur totalement contrôlé et à chaque transition la variable S est complétementée et la variable G décré- mentée d'une unité, soit :

$$\begin{aligned} G_{n+1} &= G_n - 1 \\ S_{n+1} &= \overline{S_n} \end{aligned}$$

La grandeur de contrôle C, dont la fréquence f_c est un multiple de la grandeur S est obtenue à partir de la fonction de modulation. Elle définit la tension de sortie telle que :

$$u = (2C - 1) v \quad (3)$$

En associant (2) et (3) nous déduisons la relation suivante :

$$u = (1 - 2S) (2C - 1) u_{G+2} \quad (4)$$

Les schémas fonctionnels des figures 1.2 et 1.4 sont équiva- lents si les relations (1) et (4) sont égales, ce qui impose :

$$X - 1 = (1 - 2S) (2C - 1) \quad (5)$$

soit encore :

$$X = 2(C \oplus S) \quad (6)$$

Ainsi dans le cas de la commande bipolaire, la grandeur X ne prend que les valeurs 0 ou 2 de sorte qu'il n'apparait pas de palier nul sur la tension de sortie.

Le système présente alors les mêmes commutations qu'un ensemble fictif composé d'un bloc redresseur bidirectionnel contrôlé dont la ten- sion de sortie v alimente un bloc hacheur. La commande de ce dernier est synchronisée sur les commutations du bloc redresseur.

La figure 1.5 représente l'organisation fonctionnelle de ce système. La stratégie consiste donc à commander l'angle de retard à l'amorçage du pont redresseur ($\theta_0 \in [0, \pi]$) et le rapport cyclique D du bloc hacheur ($D \in [0, 1]$).

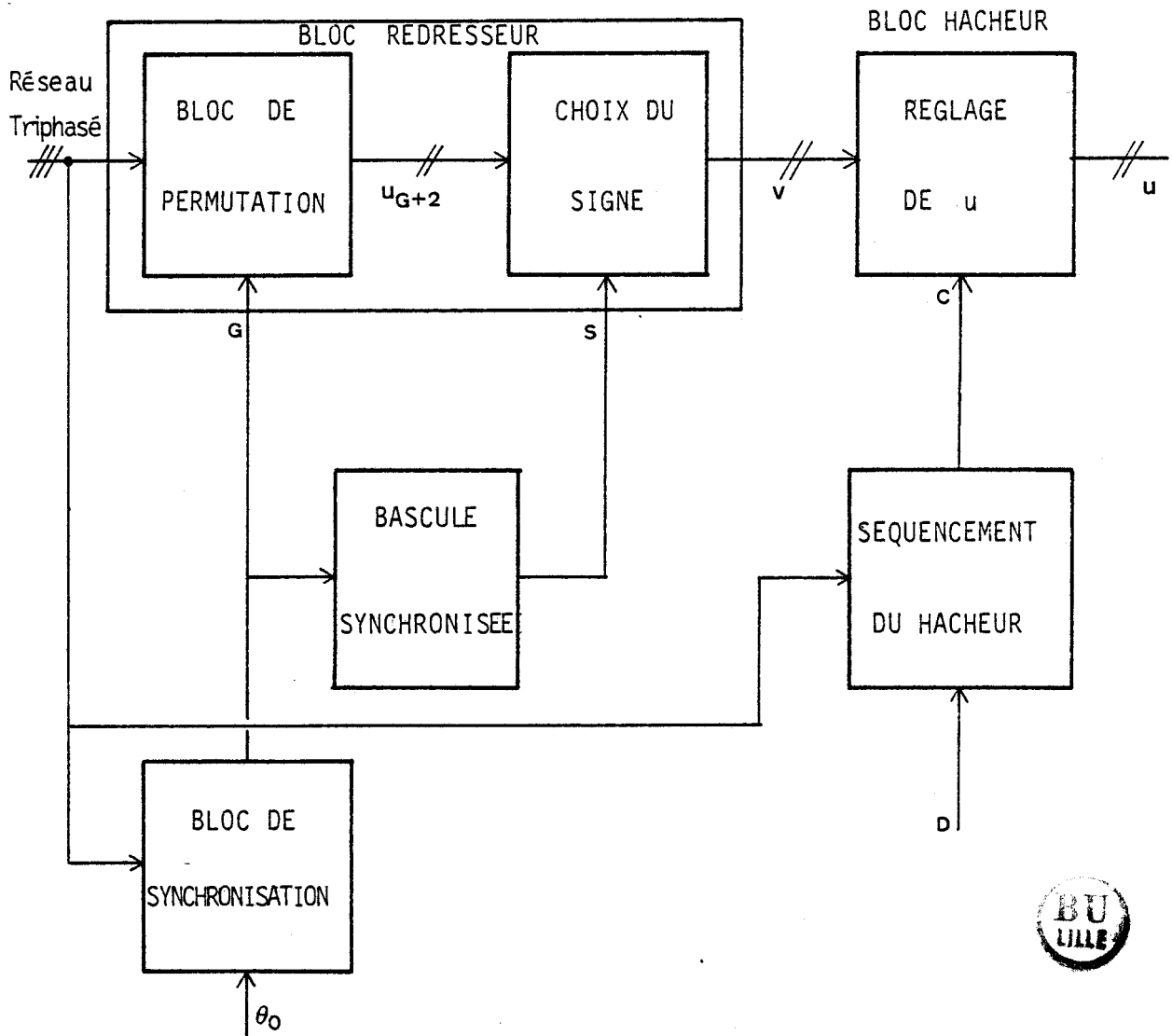


Figure 1.5

La figure 1.6 montre que la valeur moyenne \bar{u} de la tension de sortie est uniquement fonction de D ; \bar{u} est imposée à zéro lorsque le rapport cyclique prend la valeur 0,5 .

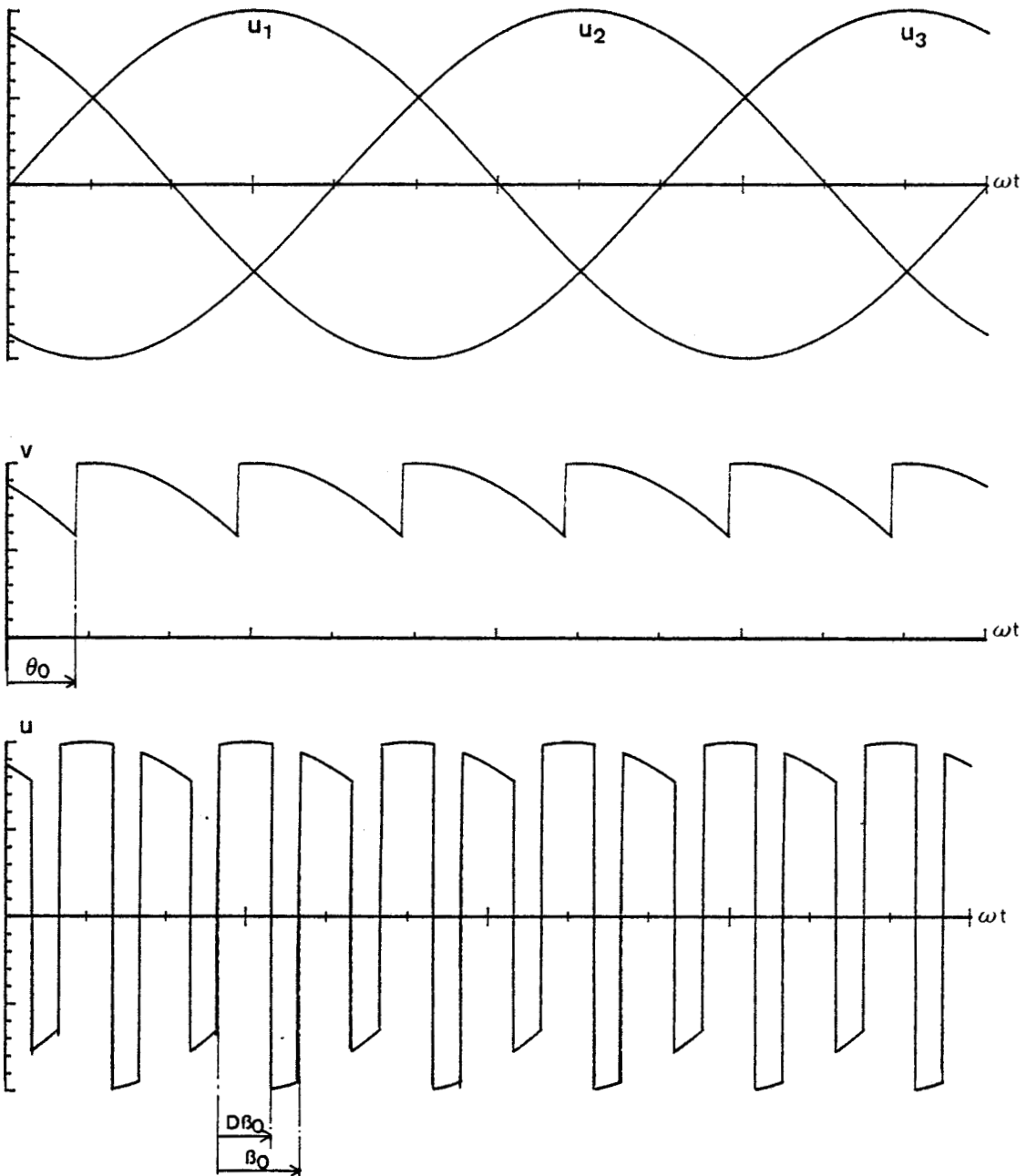


Figure 1.6



2.2. Stratégie de commande unipolaire /22/

Comme précédemment le bloc de commutation se décompose en deux éléments (figure 1.7). Une correspondance entre le signe de la fonction de modulation et la tension fictive v issue du redresseur est établie au moyen d'une variable binaire supplémentaire S' de sorte que :

$$v = (1-2S) (1-2S') u_{G+2} \quad (9)$$

soit

$$v = (1-2S'') u_{G+2} \quad \text{avec } S'' = S' \oplus S$$

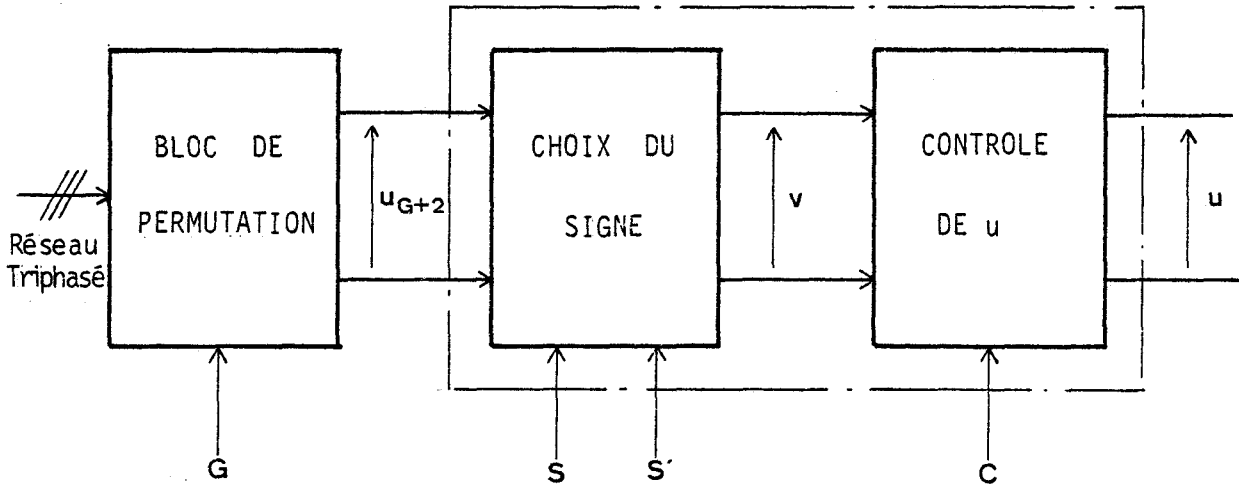


Figure 1.7

La grandeur C définit la tension de sortie telle que :

$$u = C \cdot v \quad (10)$$

En associant (.9) et (10), nous trouvons la relation suivante :

$$u = C(1-2S') (1-2S) u_{G+2} \quad (11)$$

Les schémas des figures 1.2 et 1.7 sont équivalents si :

$$X-1 = C(1-2S') (1-2S) \quad (12)$$

soit encore :

$$X = 1 + C(1-2S') (1-2S) \quad (13)$$

La grandeur C est maintenant obtenue à partir de la valeur absolue de la fonction de modulation et les grandeurs G et S sont synchronisées de la même façon que précédemment. Dans cette commande la variable X peut prendre les valeurs 0, 1 ou 2 de sorte que la tension de sortie présente des paliers nuls.

La figure 1.8 montre l'organisation fonctionnelle modifiée du système pour la commande unipolaire dont la stratégie consiste à régler l'angle de retard à l'amorçage, le rapport cyclique du bloc hacheur et à fixer le signe de v.

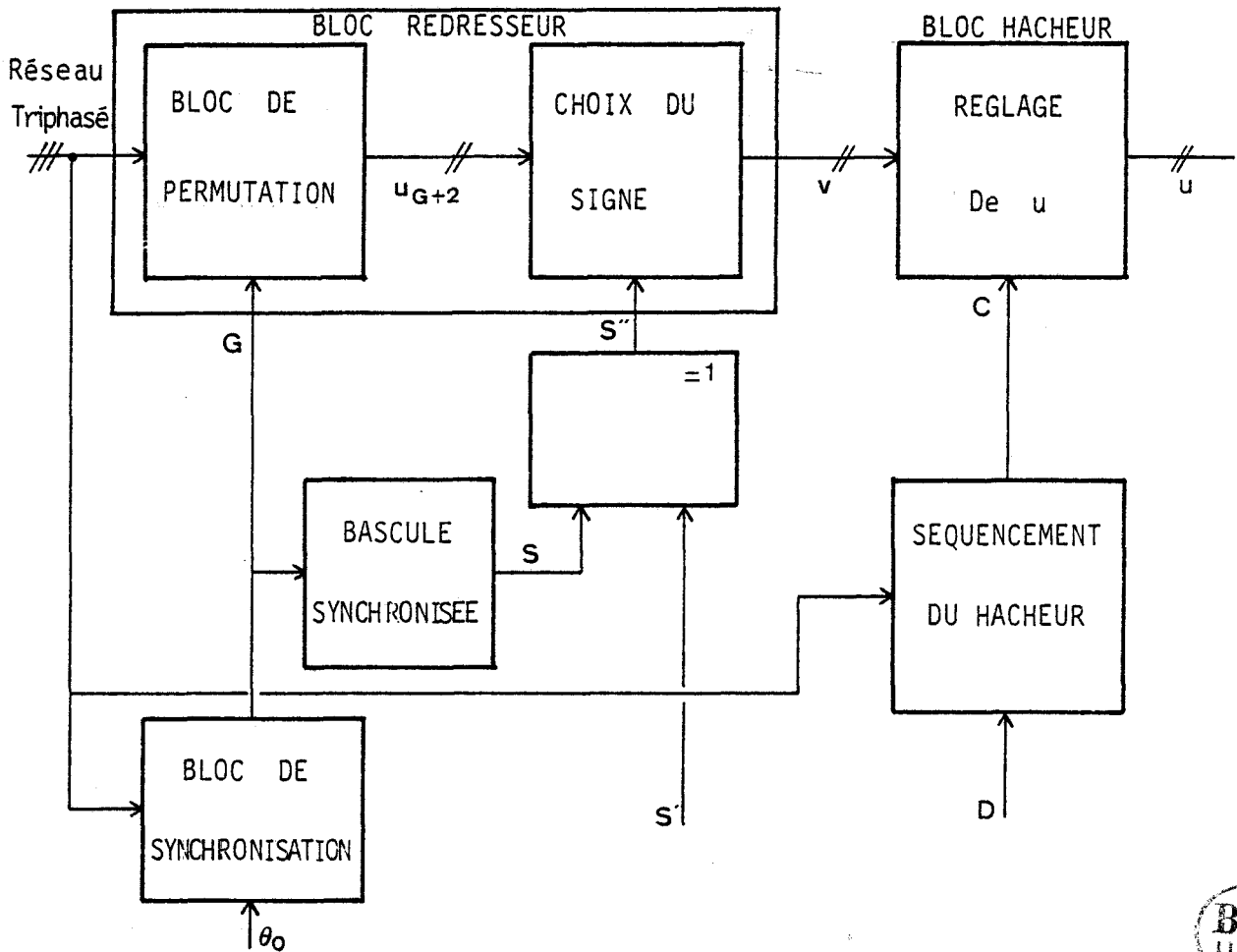


Figure 1.8



La figure 1.9 montre que la valeur moyenne u est fonction de D et de S' , pour cette commande u est imposée à zéro lorsque le rapport cyclique est nul.

2.3. Description fonctionnelle

La description fonctionnelle du convertisseur contrôlé par l'une des stratégies précédentes est réalisée au moyen de réseaux de Pétri en tenant compte de la décomposition établie /17/ /19/ /23/.

2.3.1. Description fonctionnelle du bloc redresseur

La figure 1.10 donne les trois graphes de synchronisation affectés aux trois paires de bras pris deux à deux. Les angles θ_1, θ_2 et θ_3 ($\theta_1, \theta_2, \theta_3 \in [0, \pi]$), comptés respectivement à partir des zéros des trois tensions composées u_1, u_2, u_3 , assurent la synchronisation du pont redresseur en tenant compte de la grandeur de commande θ_0 .

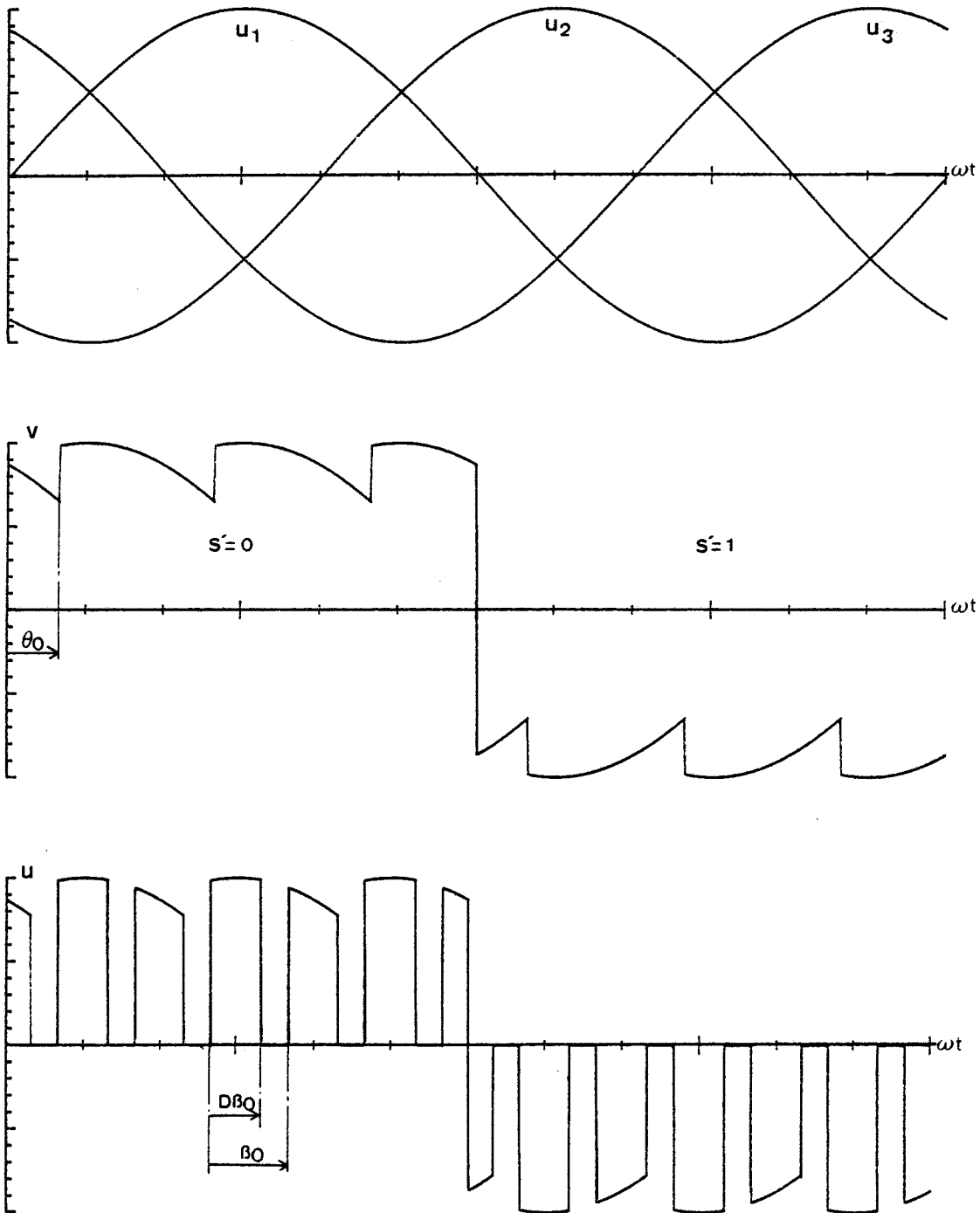


Figure 1.9

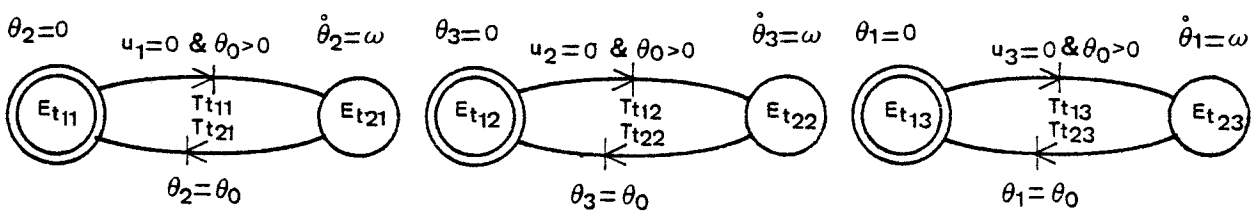


Figure 1.10

Il apparait en raison de la nature triphasée du système considéré une permutation circulaire entre les indices des différentes variables. L'introduction d'un indice de permutation H ($H \in \{1,2,3\}$) permet alors d'unifier les trois graphes précédents (figure 1.11).

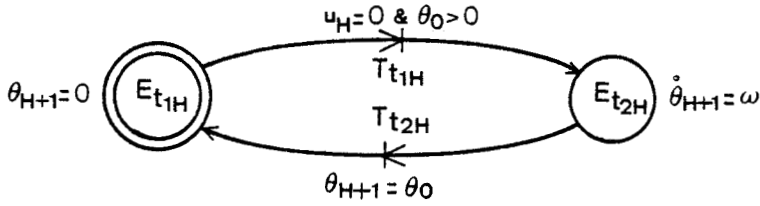


Figure 1.11

Le graphe de commande de la figure 1.12 précise l'état de la variable interne S et définit à tout instant la valeur de l'indice G donc de la tension u_{G+2} .

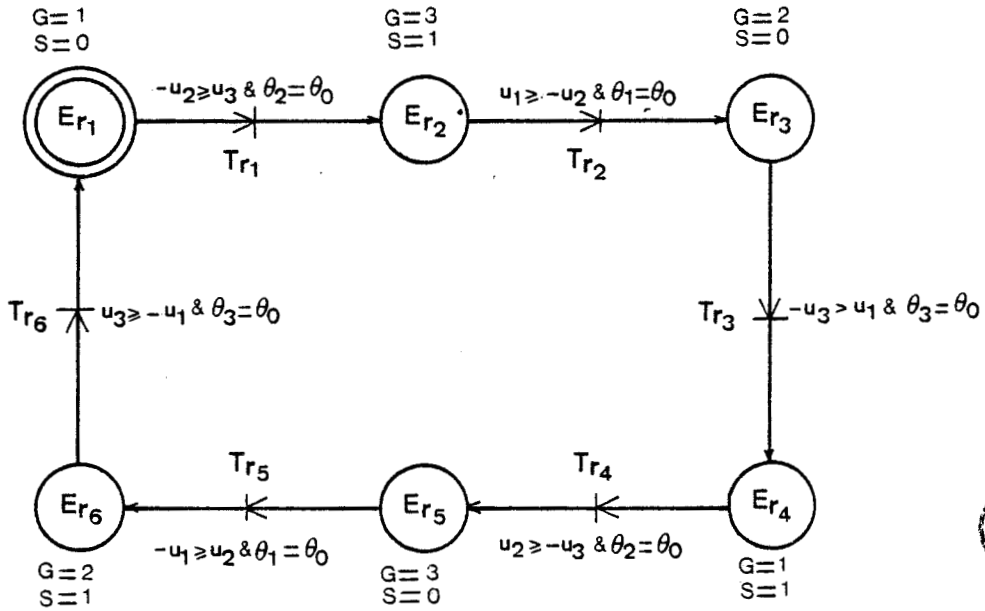


Figure 1.12

Le formalisme introduit montre que les doublets (G,X) se déduisent les uns des autres au moyen d'une permutation circulaire. La commande peut donc être décrite au moyen du graphe simplifié de la figure 1.13.

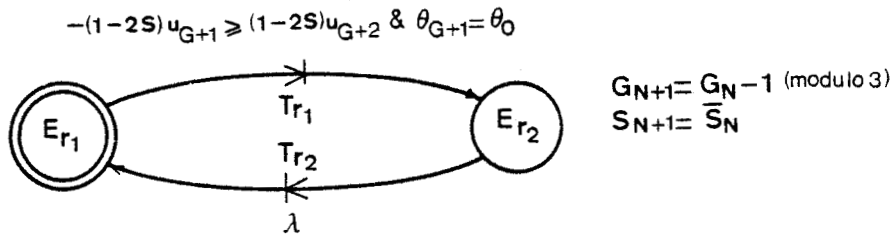


Figure 1.13

2.3.2. Description fonctionnelle du bloc hacheur

Le graphe de la figure 1.14 décrit la commande synchrone du hacheur et fixe l'état de la variable C en tenant compte de la grandeur de commande D.

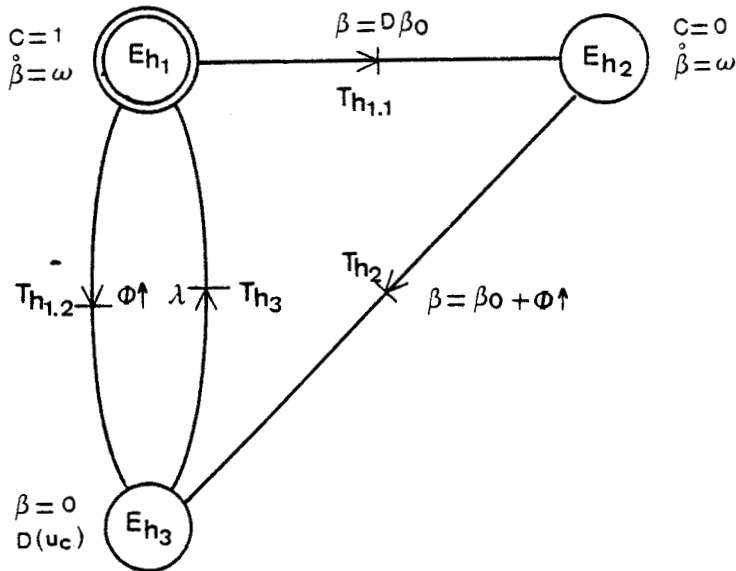


Figure 1.14

L'angle de découpage β_0 est un sous-multiple de $\pi/3$ de sorte que la fréquence du hacheur s'écrit :

$$f_c = \frac{2\pi}{\beta_0} f \text{ avec } f_c = \frac{1}{T_c} \tag{14}$$

ou f désigne la fréquence du réseau d'alimentation et $\beta_0 = \frac{\pi}{3n}$ ($n \in \mathbb{N}$)



La variable ϕ_i ($i \in \{1,2,3,4,5,6\}$), mise à l'état "un" à chaque transition du graphe de commande du redresseur, assure la synchronisation entre les deux blocs. La grandeur X est obtenue à partir d'une fonction combinatoire des variables C, S et S' donnée par l'expression (6) pour la commande bipolaire et par l'expression (13) pour la commande unipolaire. Le tableau 1.2 permet de déduire la séquence de commande des interrupteurs.

3 - SEQUENCE DE CONTROLE A MOTIF DE TENSION VARIABLE /18/

3.1. Principe

Dans ce type de contrôle l'indice G dépend non seulement des entrées (u_1, u_2, u_3) mais aussi de la référence (u_c) qui, dans un intervalle de découpage β_0 , est encadrée au plus près soit par deux tensions de la source (figure 1.15a), soit par une seule et la tension nulle (figure 1.15b). Le rapport cyclique D est alors déterminé de sorte que la valeur moyenne échantillonnée soit égale à la valeur de référence au début de la période T_c .

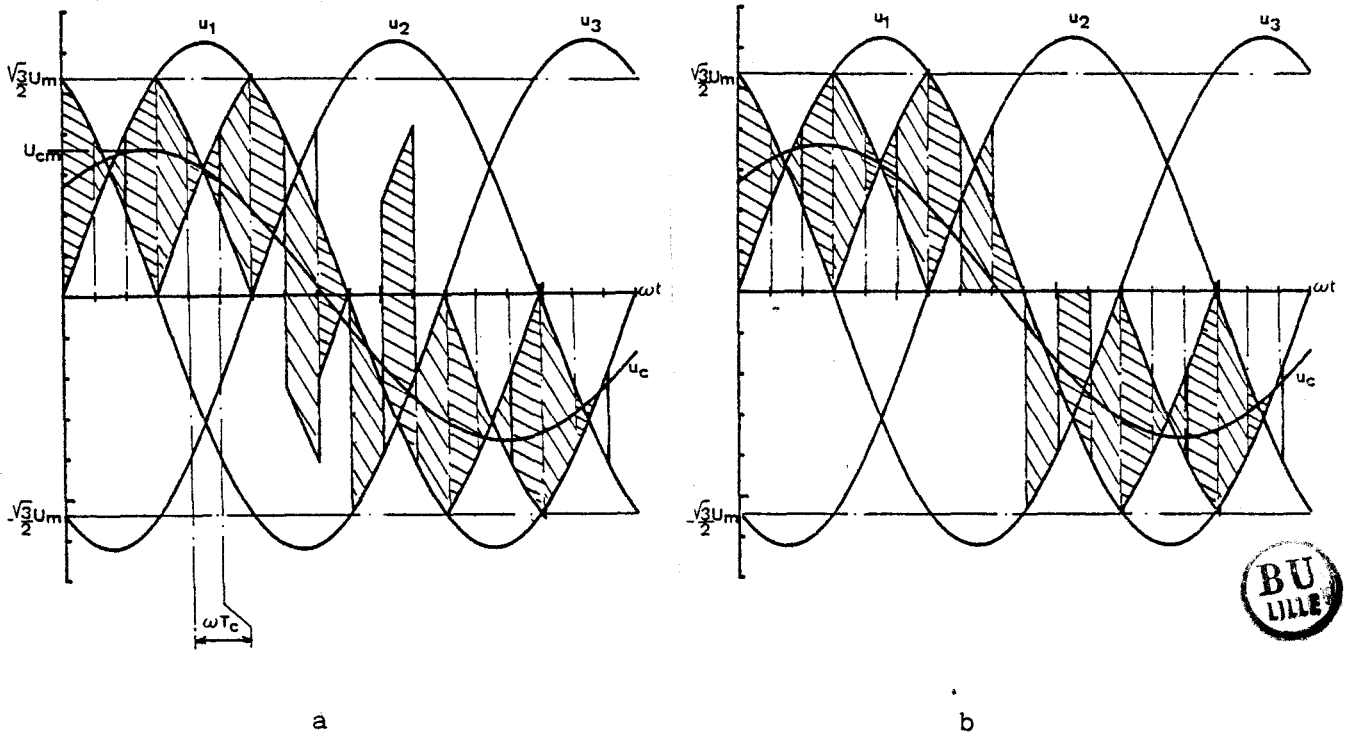


Figure 1.15

Dans la première stratégie la tension de consigne est comparée aux six tensions composées qui peuvent être appliquées aux bornes de la charge de façon à choisir l'encadrement le plus étroit. Suivant l'instant où la comparaison est effectuée, une des tensions retenues et la référence peuvent être de signe opposé (figure 1.15a). Dans cette condition la seconde stratégie consiste à remplacer la tension de signe opposée par une tension nulle (figure 1.15b). La tension sélectionnée par excès sera notée v_1 et celle par défaut v_2 . Pour que la grandeur de commande soit toujours encadrée par deux tensions il est nécessaire que la condition suivante soit vérifiée:

$$\frac{U_m}{U_{cm}} < \frac{\sqrt{3}}{2} \quad (15)$$

où U_m et U_{cm} représentent respectivement l'amplitude des tensions composées et l'amplitude de la grandeur de consigne.

3.2. Arrangement fonctionnel

Il apparait donc nécessaire d'introduire dans la décomposition fonctionnelle deux blocs d'alimentation et un bloc de sélection pour définir v_1 et v_2 .

Pour un bloc b donné ($b \in \{1,2\}$) il existe une relation biunivoque entre le groupe d'éléments contrôlés K_{ij} ($i \in \{0,1\}$ et $j \in \{1,2,3\}$) d'une part, la classe X_b de l'état contrôlé et l'indice de permutation G_b d'autre part de sorte que sa tension de sortie a pour expression:

$$v_b = (X_b - 1) u_{G_b+2} \quad \begin{array}{l} X_b \in \{0,1,2\} \\ G_b \in \{1,2,3\} \end{array} \quad (16)$$

Une variable C permet de choisir la tension de sortie telle que :

$$u = (C v_1) V (\bar{C} v_2) \quad (17)$$

De cette façon la commande est maintenant fixée par les seuls indices indépendants G_b , X_b et C .

Dans ces conditions le principe général du fonctionnement du convertisseur avec une séquence de contrôle à motif de tension variable est donné par le schéma fonctionnel équivalent de la figure 1.16.

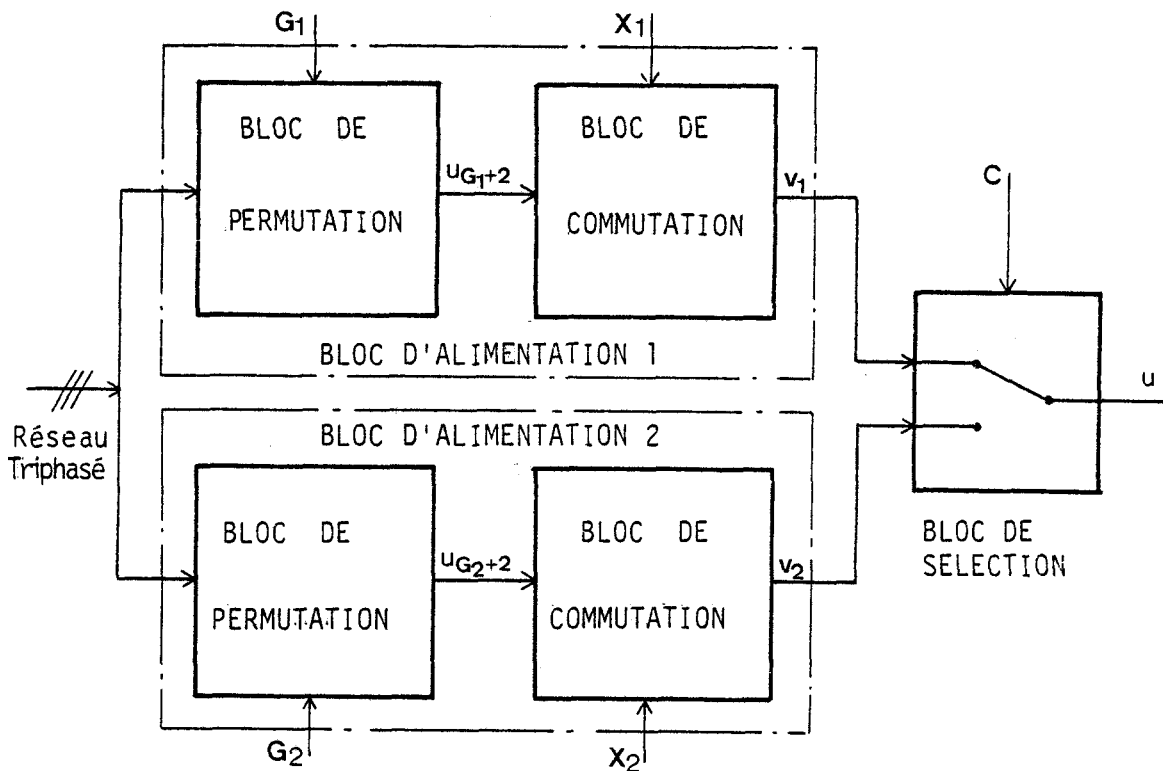


Figure 1.16

Pour chaque bloc d'alimentation ce schéma sépare deux fonctions à savoir :

- le choix de la tension d'alimentation
- l'état de la tension de sortie v_b

3.3. Stratégie de commande

Les valeurs de G_b, X_b et C assurant le contrôle du signe et de l'amplitude de u doivent être déterminées à partir de la grandeur de commande u_c , image de la valeur moyenne de la tension de sortie.

Les deux blocs de commutation sont décomposés en deux éléments, le premier assurant le contrôle du signe v'_b au moyen de la grandeur binaire S_b , le second définissant la tension d'alimentation v_b du bloc de sortie au moyen de la grandeur C_b (figure 1.17).

Les variables S_1 et S_2 fixent respectivement les tensions v'_1 et v'_2 de sorte que :

$$v'_1 = (1 - 2S_1) u_{G_1+2}$$

$$v'_2 = (1 - 2S_2) u_{G_2+2}$$

et si, C_1 et C_2 sont les variables de contrôle, les deux tensions d'alimentation du bloc de sélection s'écrivent :

$$v_1 = C_1 v'_1$$

$$v_2 = C_2 v'_2$$

soit encore

$$v_1 = C_1 (1 - 2S_1) u_{G_1+2} \quad (18)$$

$$v_2 = C_2 (1 - 2S_2) u_{G_2+2} \quad (19)$$

Les schémas fonctionnels des figures 1.16 et 1.17 sont équivalents si :

$$X_1 - 1 = C_1 (1 - 2S_1) \quad (20)$$

$$X_2 - 1 = C_2 (1 - 2S_2) \quad (21)$$

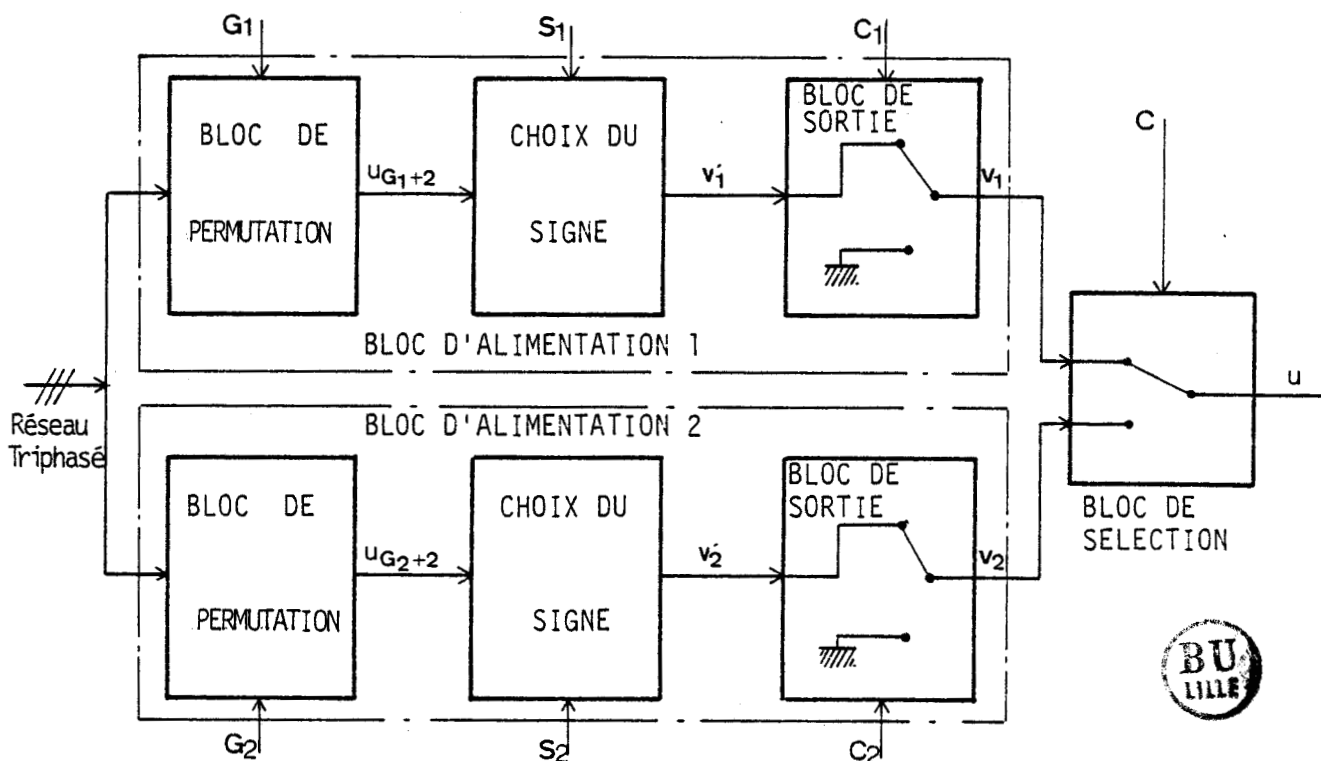


Figure 1.17

La stratégie de commande consiste à régler le rapport cyclique D du bloc de sélection de sorte que la valeur moyenne échantillonnée de la consigne sur un intervalle de découpage soit égale à la somme de la valeur moyenne échantillonnée de v_1 sur l'intervalle T_1 et de v_2 sur l'intervalle T_2 (figure 1.18). Les approximations d'ordre zéro effectuées sur les tensions conduisent à la relation suivante :

$$T_c u_c(\tau) = T_1 v_1(\tau) + T_2 v_2(\tau)$$

avec $T_c = T_1 + T_2$

et il vient, pour le rapport cyclique :

$$D = \frac{T_1}{T_1 + T_2} = \frac{u_c(\tau) - v_2(\tau)}{v_1(\tau) - v_2(\tau)} \quad \text{avec } v_2 < u_c < v_1 \quad (22)$$

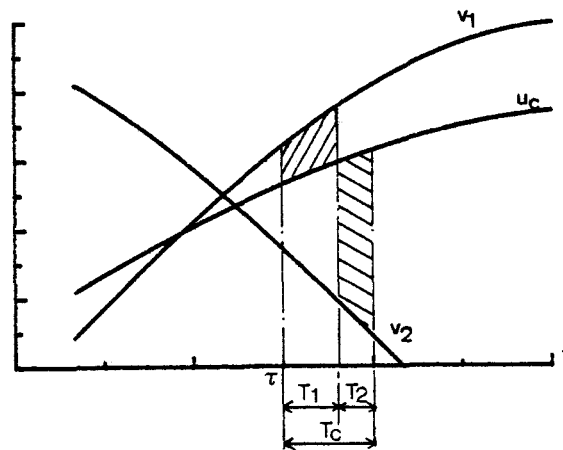


Figure 1.18



3.4. Description fonctionnelle

Le graphe de la figure 1.19 décrit la commande générale du convertisseur. L'état de la variable C est fixé en tenant compte de la grandeur de commande D . L'étape 3 est une macroplace définissant le réseau de choix de la figure 1.20 qui élabore les valeurs indicées G_b, X_b . La connaissance du doublet (G_b, X_b) permet de déterminer les tensions v_1 et v_2 ainsi que le rapport cyclique D .

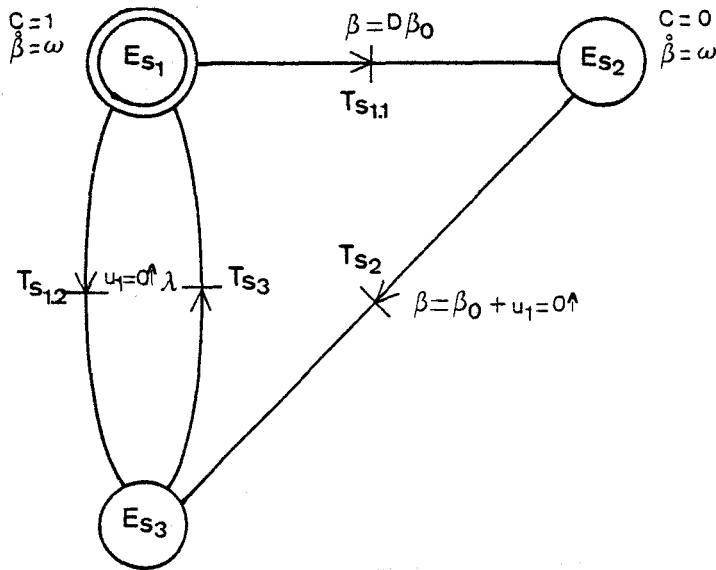


Figure 1.19

Ce graphe est synchronisé par le passage à zéro de la tension u_1 .

Les variables α , δ , γ et S sont obtenues à partir du graphe de classement de la figure 1.21 ($\alpha, \delta, \gamma \in \{1,2,3\}$, $S \in \{0,1\}$). Ces variables déterminent sur un intervalle de $\pi/6$, l'ordre de classement des six tensions composées $(-u_1, -u_2, -u_3, +u_1, +u_2, +u_3)$ en fonction de leurs amplitudes. La figure 1.22 représente sur une période réseau l'évolution de α , δ , γ et S .

En dehors de l'étape $ES_{3.4}$ les variables binaires S_b et C_b sont définies, quelque soit la stratégie de commande adoptée, par les relations suivantes :

$$S_b = \text{sgn}(u_c) \otimes \text{sgn}(u_{G_b+2}) \quad b \in \{1,2\} \quad (23)$$

$$C_b = 1 \quad (24)$$

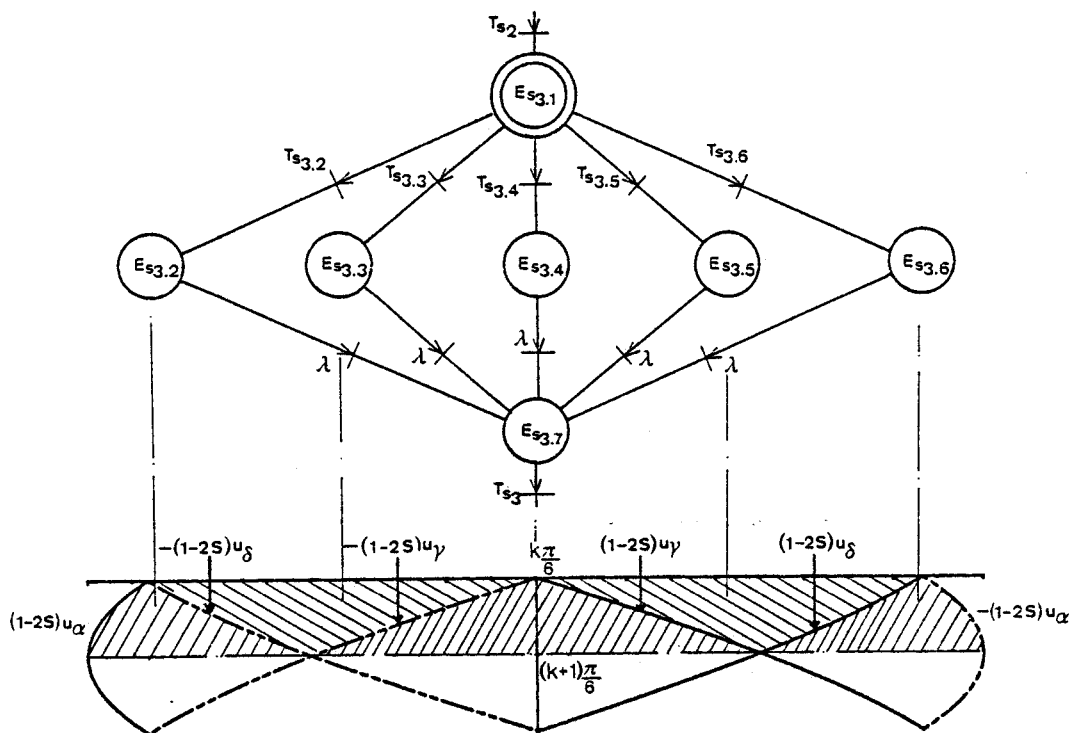
Dans l'étape $ES_{3.4}$ les variables S_1 et S_2 ont pour expressions :

$$S_1 = S \quad , \quad S_2 = \overline{S} \quad (25)$$

Dans la deuxième stratégie les expressions de C_1 et C_2 (24) deviennent:

$$C_1 = \text{sgn}(u_c) \quad , \quad C_2 = \overline{\text{sgn}(u_c)} \quad (26)$$

NB : La fonction $\text{sgn}(y)$ est nulle pour y négatif, et égale à un pour y supérieur ou égal à zéro.



TRANSITIONS		PLACES	
$T_{S_{3.2}}$	$(1-2S)u_\alpha < u_c \leq -(1-2S)u_\delta$	$ES_{3.1}$	$\theta = 0$
$T_{S_{3.3}}$	$-(1-2S)u_\delta < u_c \leq -(1-2S)u_\gamma$	$ES_{3.2}$	$G_1+2=\delta, G_2+2=\alpha, C_1=C_2=1$ $S_1=\text{sgn}(u_c) \otimes \text{sgn}(u_{G_1+2}), S_2=\text{sgn}(u_c) \otimes \text{sgn}(u_{G_2+2})$
$T_{S_{3.4}}$	$-(1-2S)u_\gamma < u_c \leq (1-2S)u_\gamma$	$ES_{3.3}$	$G_1+2=\gamma, G_2+2=\delta, C_1=C_2=1$ $S_1=\text{sgn}(u_c) \otimes (u_{G_1+2}), S_2=\text{sgn}(u_c) \otimes \text{sgn}(u_{G_2+2})$
$T_{S_{3.5}}$	$(1-2S)u_\gamma < u_c \leq (1-2S)u_\delta$	$ES_{3.4}$	$G_1+2=G_2+2=\gamma$ C_1, C_2 et S_1, S_2 dépendent de la stratégie adoptée
$T_{S_{3.6}}$	$(1-2S)u_\delta < u_c \leq -(1-2S)u_\alpha$	$ES_{3.5}$	$G_1+2=\delta, G_2+2=\gamma, C_1=C_2=1$ $S_1=\text{sgn}(u_c) \otimes \text{sgn}(u_{G_1+2}), S_2=\text{sgn}(u_c) \otimes \text{sgn}(u_{G_2+2})$
		$ES_{3.6}$	$G_1+2=\alpha, G_2+2=\delta, C_1=C_2=1$ $S_1=\text{sgn}(u_c) \otimes \text{sgn}(u_{G_1+2}), S_2=\text{sgn}(u_c) \otimes \text{sgn}(u_{G_2+2})$
		$ES_{3.7}$	$D = f(u_c, v_1, v_2)$



Figure 1.20

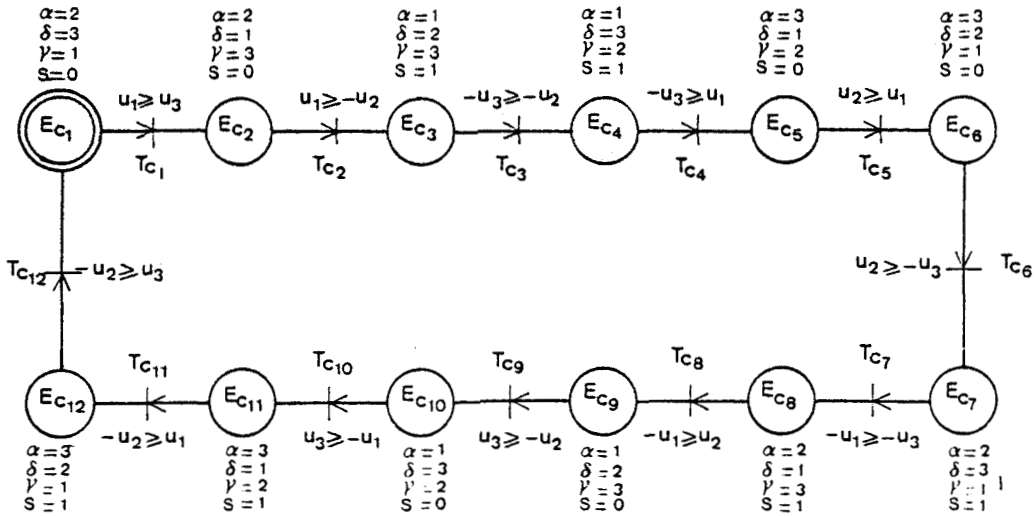


Figure 1.21

α	2	2	1	1	3	3	2	2	1	1	3	3
δ	3	1	2	3	1	2	3	1	2	3	1	2
γ	1	3	3	2	2	1	1	3	3	2	2	1
S	0	0	1	1	0	0	1	1	0	0	1	1

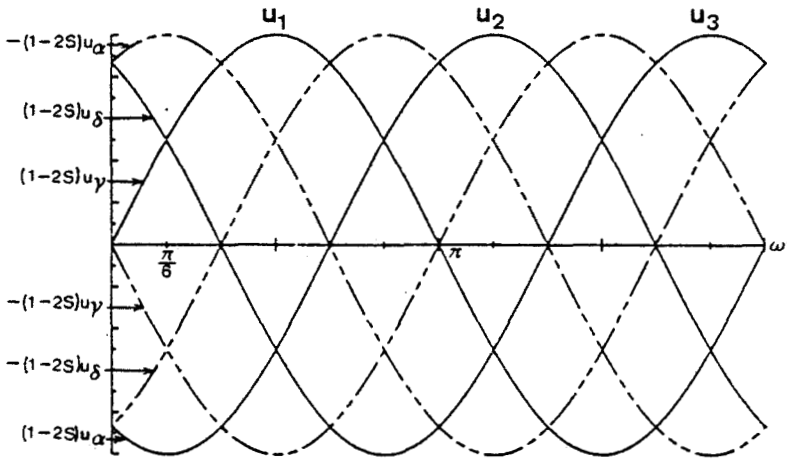


Figure 1.22

La valeur de S_2 déterminée à partir de l'équation (23), n'est valable que si $u_{G2+2} \neq 0$, car dans ces conditions la tension sélectionnée v_2 et la consigne peuvent être de signe contraire à l'instant $(\tau + \Delta t)$. Pour remédier à cet inconvénient il est nécessaire de connaître la pente de la tension sélectionnée par défaut (figure 1.23). Le même problème se pose quand la grandeur de consigne est nulle dans les expressions (23) et (26).



Il sera donc également indispensable de connaître la pente de u_c et de u_{G_2+2} lorsque l'une de ces deux grandeurs sera égale à zéro, ou bien ce qui est équivalent la valeur de ces tensions à l'instant $(\tau + \Delta t)$.

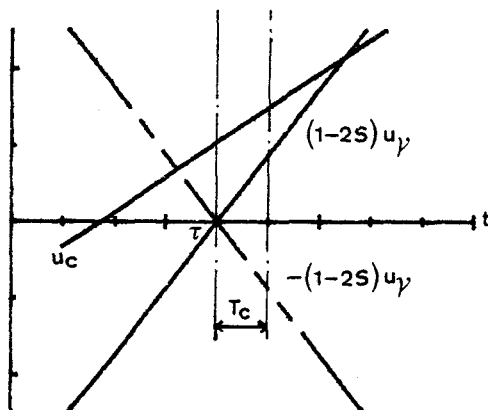


Figure 1.23

Les expressions (23) et (26) deviennent donc dans ces conditions

$$S_b = \text{sgn}(u_c(\tau + \Delta t)) \otimes \text{sgn}(u_{G_b+2}(\tau + \Delta t)) \quad (27)$$

$$C_1 = \text{sgn}(u_c(\tau + \Delta t)), \quad C_2 = \overline{\text{sgn}(u_c(\tau + \Delta t))} \quad (28)$$

avec $\Delta t \ll T_c$

4 - MODELE NUMERIQUE DU CONVERTISSEUR - RESULTATS

Les deux descriptions précédentes conduisent directement au modèle numérique du convertisseur et de sa charge au moyen de règles de transcriptions adaptées / 5 /.

La figure 1.24 représente l'organigramme général du programme de simulation pour la séquence de contrôle à motif de tension fixe. L'implantation de chaque graphe se scinde en deux parties :

- une partie traitement des transitions
- une partie traitement des places.

Les deux sous-programmes associés à chaque place sont désignés par des étiquettes identiques à celles des graphes d'état (E_{h_x} et T_{h_x} pour le hacheur, $E_{t_{yH}}$, E'_{r_z} et $T_{t_{yH}}$ et T'_{r_z} pour le redresseur, $x \in \{1, 2, 3\}$, $y, z \in \{1, 2\}$, $H \in \{1, 2, 3\}$). Cette disposition permet un codage systématique et une correspondance directe avec la description fonctionnelle initiale / 7 /.

Pour chaque graphe un pointeur gère la liste des sous-programmes au moyen de l'instruction BASIC ON <Pointeur> GOSUB Sp1, Sp2,

En annexe 1 nous donnons le listing du programme de simulation dans lequel les équations différentielles sont résolues par la méthode d'intégration numérique de Runge Kutta d'ordre 4 /25/. Ce logiciel donnant l'accès aux grandeurs déterminantes (courants, tensions), permet d'analyser précisément le fonctionnement du dispositif.

Les essais sont effectués sur un convertisseur de 4kVA dont la structure correspond à celle de la figure 1.1.

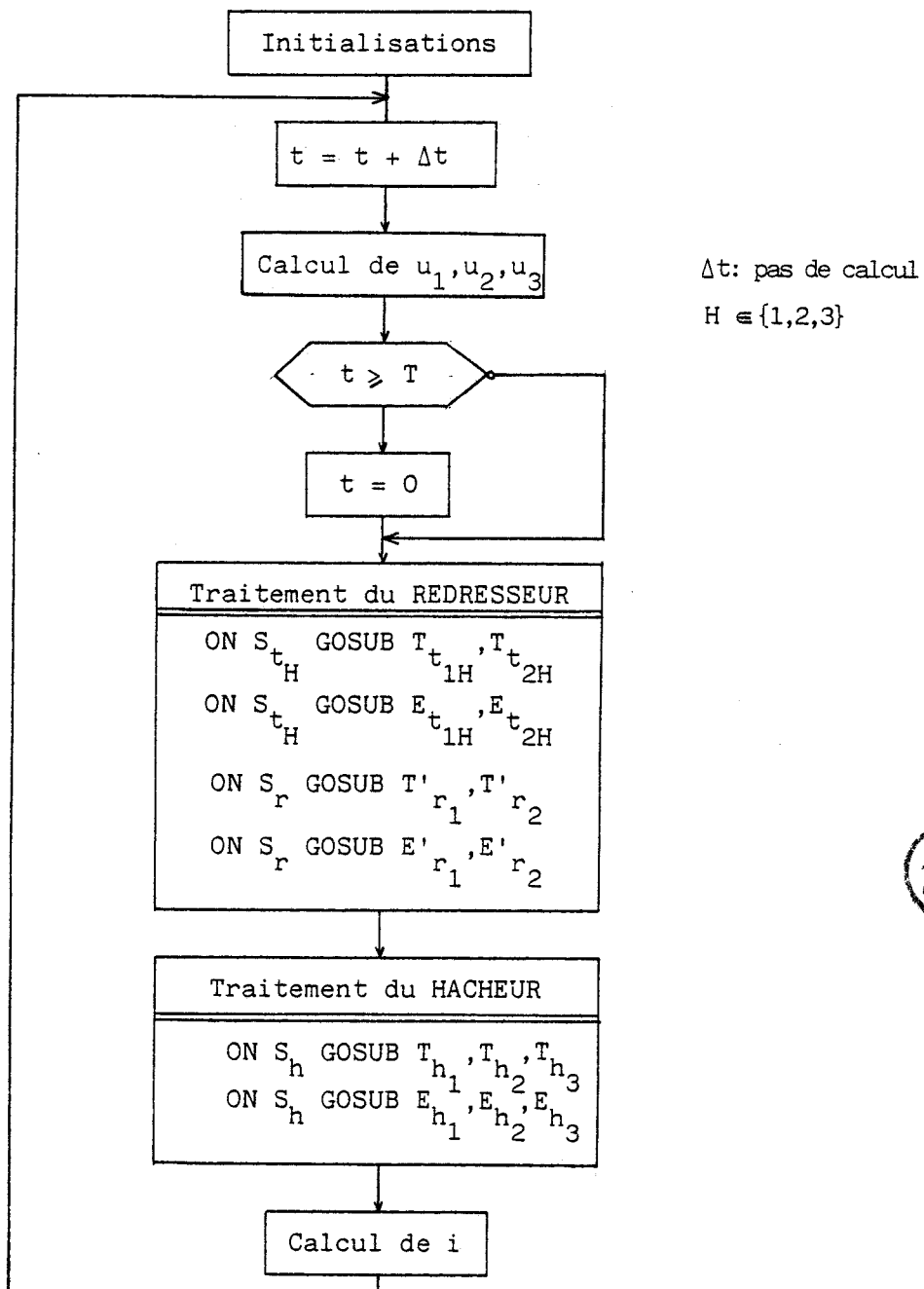


Figure 1.24

La figure 1.25 montre respectivement les formes d'ondes expérimentales et calculées pour une charge inductive (R,L) et une loi de modulation sinusoïdale du rapport cyclique qui à pour expression :

$$D = 0,36 \left| \sin(\omega_m t - 3\pi/4) \right|$$

avec

$$\omega_m = 2\pi f_m \text{ et } f_m = 10 \text{ Hz}$$

La variable S' est définie dans ce cas par la relation :

$$S' = \overline{\text{sgn}(\sin(\omega_m t - 3\pi/4))}$$

et la figure 1.26 représente l'évolution des tensions et courants pour

$$D = 0,94 \left| \sin(\omega_m t - \pi/12) \right|$$

avec

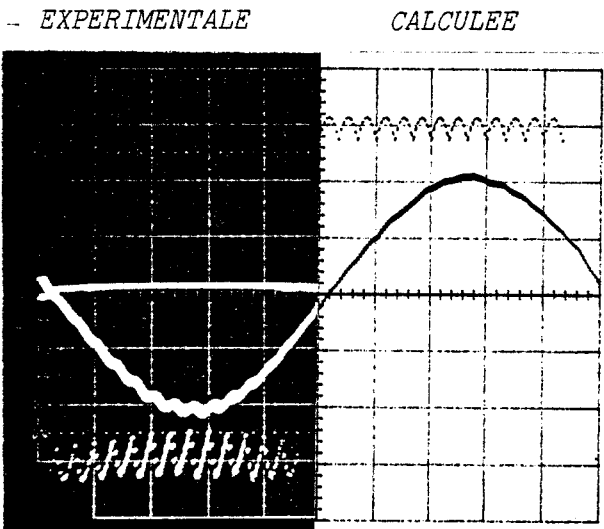
$$f_m = 80 \text{ Hz}$$

et

$$S' = \overline{\text{sgn}(\sin(\omega_m t - \pi/12))}$$

Les conditions des essais sont les suivantes :

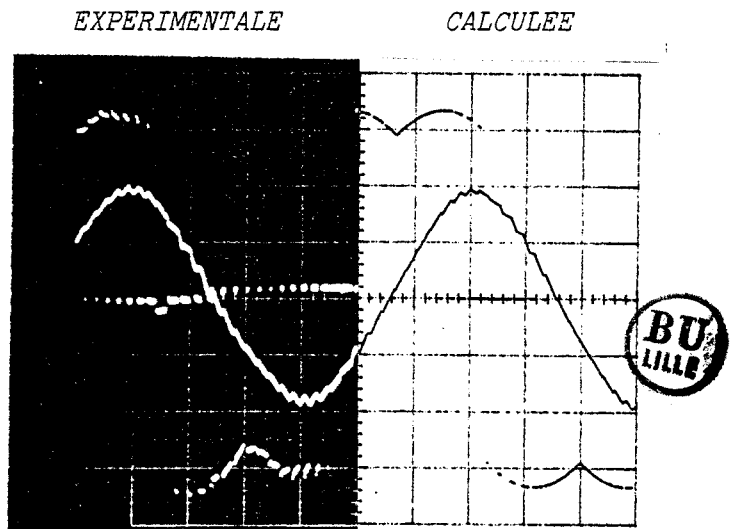
$$R = 5,5 \Omega ; L = 30 \text{ mH} ; U_m = 160 \text{ V} ; f_c = 2400 \text{ Hz et } \theta_0 = 0 \text{ degrés .}$$



Echelles :

50 V/div, 5 A/div, 10 ms/div

Figure 1.25



Echelles :

50 V/div, 5 A/div, 2 ms/div

Figure 1.26

La qualité de la forme d'onde de courant permet d'affirmer que le convertisseur se conduit donc comme un changeur de fréquence quasi idéal, la seule limite existante se situe vers les fréquences hautes, car, pour avoir une définition correcte de l'onde de sortie, il faut :

$$f_m \ll f_c$$

Nous étudierons ce problème plus en détail au chapitre suivant.

La figure 1.27 représente les mêmes grandeurs que précédemment mais pour une loi de modulation en créneau du rapport cyclique telle que :

$$D = Cte$$

$$S' = 0 \quad \text{pour} \quad 0 \leq t < T_m/2$$

$$S' = 1 \quad \text{pour} \quad T_m/2 \leq t < T_m$$

avec $T_m = 1/f_m$ et $f_m = 15 \text{ Hz}$

L'évolution du courant met en évidence l'efficacité du convertisseur due à sa nature réversible et à un temps de réponse faible correspondant à sa fréquence de fonctionnement.

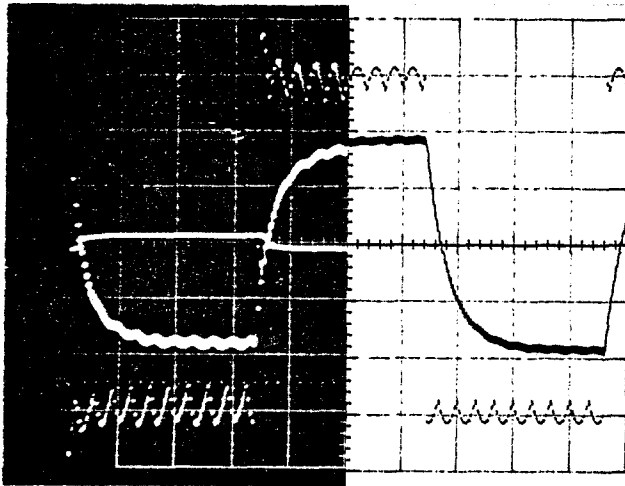
L'inversion du courant s'effectue en 24ms, ce temps est approximativement égal à cinq fois la constante de temps du circuit de charge ($\tau_r = L/R = 5,45ms$) et dans de telles conditions, le montage se comporte comme un amplificateur parfait et n'introduit pas intrinsèquement de constante de temps supplémentaire.

Ce dispositif peut donc être utilisé comme un amplificateur de puissance quasi-idéal, dont le domaine d'application est très étendu puisqu'il suffit de changer la loi de modulation pour modifier la fonction réalisée par celui-ci.

Il apparait entre les résultats expérimentaux et calculés une concordance satisfaisante dans l'évolution des grandeurs électriques, ce qui justifie les hypothèses effectuées quant aux commutations est à la nature des interrupteurs utilisés.

EXPERIMENTALE

CALCULEE



Echelles :

50 V/div, 5 A/div, 10 ms/div



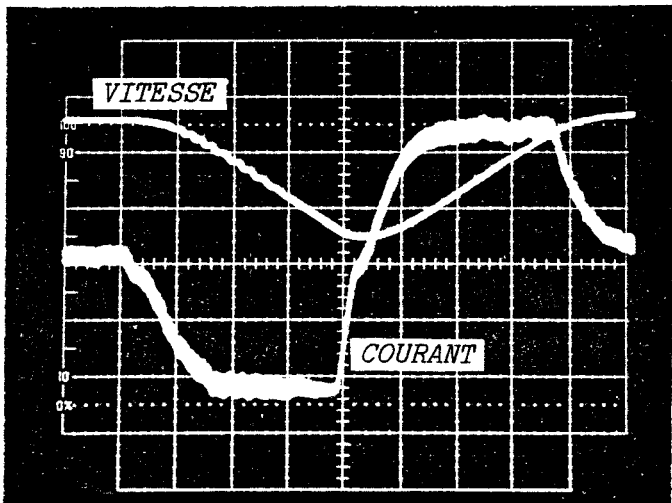
Figure 1.27

Les oscillogrammes des figures 1.28 et 1.29 montrent les performances dynamiques du convertisseur lorsque celui-ci alimente un moteur à courant continu.

La figure 1.28 donne l'évolution du courant d'induit et de la vitesse lorsque le moteur est soumis successivement à un échelon de décélération et d'accélération sans inversion du sens de rotation. La figure 1.29 représente les mêmes grandeurs mais avec inversion du sens de rotation. Dans la première expérience le moteur travaille dans les quadrants 1 et 2 du plan tension-courant, dans la deuxième dans les quatre quadrants.

Il est remarquable de noter que le passage d'un mode de fonctionnement à l'autre s'effectuant sans modification de structure, ne nécessite pas de disposition particulière lors de l'inversion du courant comme dans les systèmes conventionnels à ponts redresseurs contrôlés tête-bêche /26/.

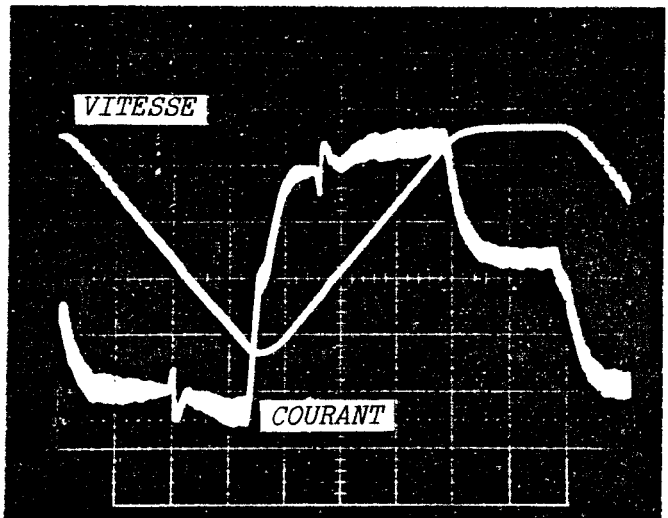
Les performances dynamiques du système sont donc optimales et il apparait que ce convertisseur contrôlé constitue un amplificateur bien adapté à l'alimentation des actionneurs de la robotique. /27/.



Echelles :

2,5 A/div; 300 tr/mm/div; 0,1 s/div

Figure 1.28



Echelles :

2,5 A/div; 300 tr/mm/div; 0,2 s/div

Figure 1.29



5 - CONCLUSION

L'analyse fonctionnelle montre que les fonctions réalisées par le montage étudié sont entièrement définies par la séquence de contrôle choisie pour les semi-conducteurs qui le composent.

La flexibilité naturelle qui apparait ainsi prouve, contrairement aux montages plus classiques, le caractère quasi-universel de ce convertisseur rendu intrinsèquement réversible par la nature bidirectionnelle de ses interrupteurs. Ces particularités, démontrées par les résultats obtenus en tant que source continue ou alternative conduisent à envisager une classe d'amplificateur de puissance programmable à haute performance dynamique. Dans le prochain chapitre, nous étudions les caractéristiques de l'onde de sortie délivrée par ce montage élémentaire.

C H A P I T R E 2

CARACTERISTIQUES DE L'ONDE DE SORTIE DELIVREE PAR LE CONVERTISSEUR

Dans ce chapitre nous allons plus particulièrement étudier le comportement du convertisseur travaillant avec un motif de tension fixe et envisager une compensation qui rend la grandeur contrôlée indépendante de la forme de la tension commutée. Ensuite, nous étudions succinctement les caractéristiques du convertisseur travaillant avec un motif de tension variable. Finalement une modulation sinusoïdale de la grandeur de contrôle u_c est envisagée pour une commande unipolaire.

1 - SEQUENCE DE CONTROLE A MOTIF DE TENSION FIXE

1.1. Position du problème

Le schéma équivalent du convertisseur établi au chapitre précédent (figure 1.3) montre que le hacheur fictif est alimenté sous une tension redressée non filtrée.

Pour un rapport cyclique D constant, la séquence angulaire de la tension de sortie du convertisseur se reproduit à chaque période de fonctionnement du bloc redresseur virtuel, par conséquent, la fréquence du premier harmonique engendré par la source est donc de 300Hz (réseau européen). Les figures 2.1a et 2.1b représentent pour une commande bipolaire et deux valeurs de θ_0 distincts, l'évolution de la valeur moyenne \bar{u}'_k de la tension u lorsque la fréquence de découpage est fixée à 2400Hz et le rapport cyclique à 0,75. Nous donnons en annexe II l'expression de la valeur moyenne ainsi que le développement en série de Fourier de la tension $u(\theta)$ et du courant $i(\theta)$ pour un rapport cyclique constant.

Dans le cas d'une modulation sinusoïdale du rapport cyclique, la nature non-linéaire du hacheur ainsi commandé peut conduire à la formation de sous-harmoniques indésirables.

La connaissance à tout instant de la tension commutée permet d'envisager une compensation rendant la grandeur contrôlée indépendante de sa forme. Nous allons donc rechercher les caractéristiques d'un bloc de linéarisation qui, introduit en amont du bloc de séquencement du hacheur (figure 1.5), définit dans chaque intervalle β_0 un rapport cyclique effectif $D / 17/$.

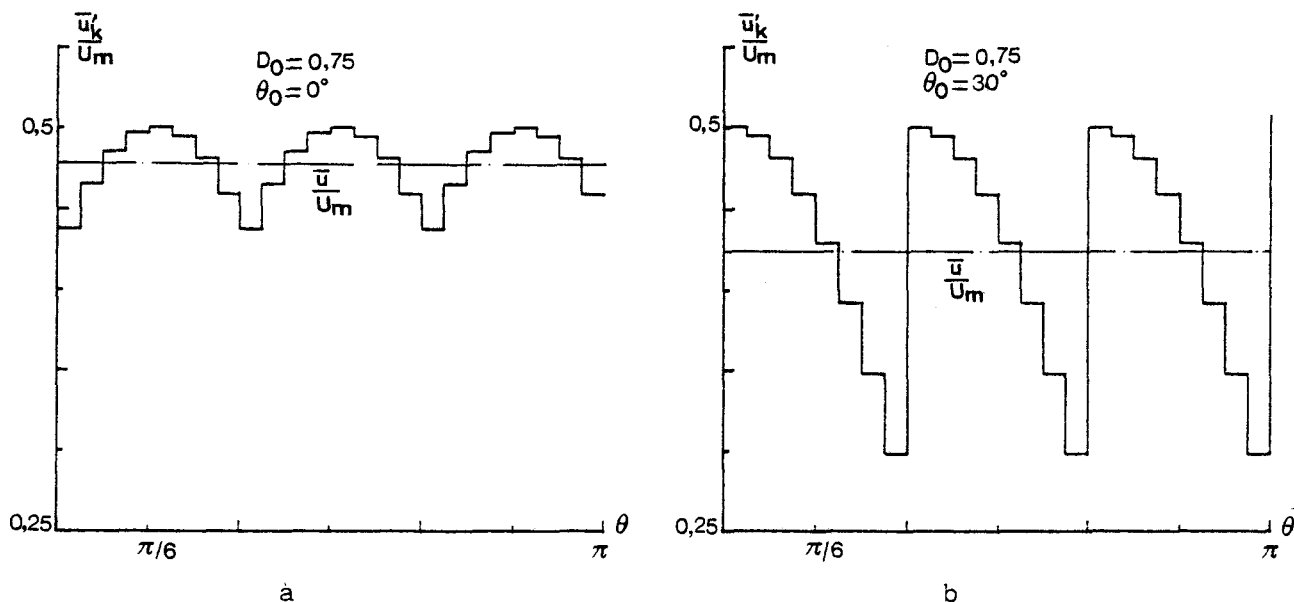


Figure 2.1



1.2. Etude du bloc de linéarisation

1.2.1. Compensation d'une onde bipolaire /21/.

La tension instantanée délivrée par le bloc redresseur s'écrit :

$$v(\theta) = U_m \sin(\theta + \theta_0 + \pi/3) \quad 0 \leq \theta < \pi/3$$

Sa valeur moyenne a pour expression :

$$\bar{v} = \frac{3}{\pi} \int_{\theta_0}^{\theta_0 + \pi/3} v(\theta) d\theta = \frac{3}{\pi} U_m \cos \theta_0 \quad (29)$$

La valeur moyenne échantillonnée sur un intervalle β_0 s'écrit (figure 2.2)

$$\bar{u}_k = \frac{1}{\beta_0} \int_{\theta_k}^{\theta_k + D\beta_0} v(\theta) d\theta - \frac{1}{\beta_0} \int_{\theta_k + D\beta_0}^{\theta_{k+1}} v(\theta) d\theta$$

La fréquence de découpage étant élevée devant celle du réseau, nous pouvons poser :

$$v(\theta) = U_m \sin(\theta_{(k+1/2)} + \theta_0 + \pi/3) \quad \text{pour} \quad \theta_k \leq \theta < \theta_{k+1}$$

ce qui correspond à une approximation d'ordre zéro de la tension $v(\theta)$ sur un intervalle de découpage.

Sur un intervalle β_0 la valeur moyenne échantillonnée, est donc égale à :

$$\bar{u}_k = (2D - 1) U_m \sin(\theta_{(k+1/2)} + \theta_0 + \pi/3)$$

A partir du rapport cyclique D_0 imposé par la commande, il convient d'élaborer un rapport cyclique D corrigé pour que la caractéristique du bloc hacheur s'écrive :

$$\bar{u} = (2D_0 - 1) \bar{v} \quad (30)$$

la loi de compensation du rapport cyclique est alors donnée par la relation :

$$\bar{u}_k = \bar{u} \quad \text{avec} \quad D_0 \in]0,1[\quad \text{et} \quad D \in]0,1[\quad (31)$$

Nous obtenons finalement l'expression du rapport cyclique compensé $D(D_0)$.

$$2D - 1 = \frac{3(2D_0 - 1) \cos(\theta_0)}{\pi \sin(\theta_{(k+1/2)} + \theta_0 + \pi/3)}$$

soit encore

$$D = \frac{1}{2} \left[1 + \frac{3(2D_0 - 1) \cos(\theta_0)}{\pi \sin(\theta_{(k+1/2)} + \theta_0 + \pi/3)} \right] \quad (32)$$

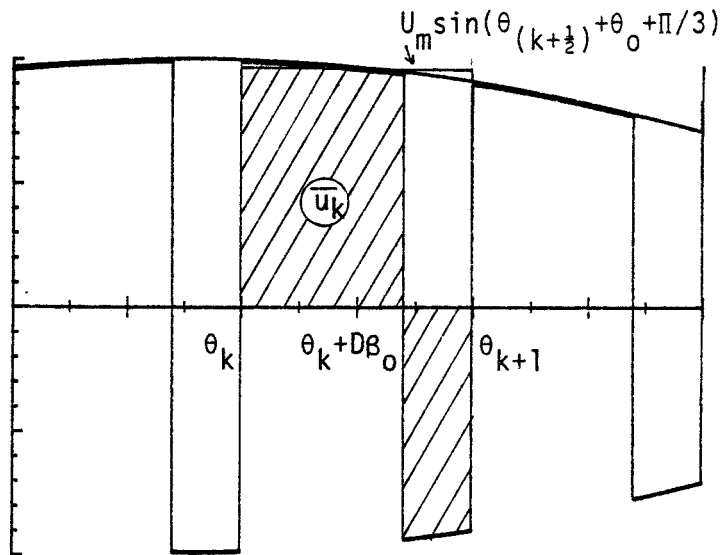


Figure 2.2

La figure 2.3 représente les variations de D en fonction de θ pour un rapport cyclique D_0 constant fixé à 0,75 et un retard θ_0 variable compris entre 0 et 60°.

La figure 2.4 donne l'évolution du rapport cyclique compensé pour un retard constant égal à 45° et un rapport cyclique variant entre 0,05 et 0,95.

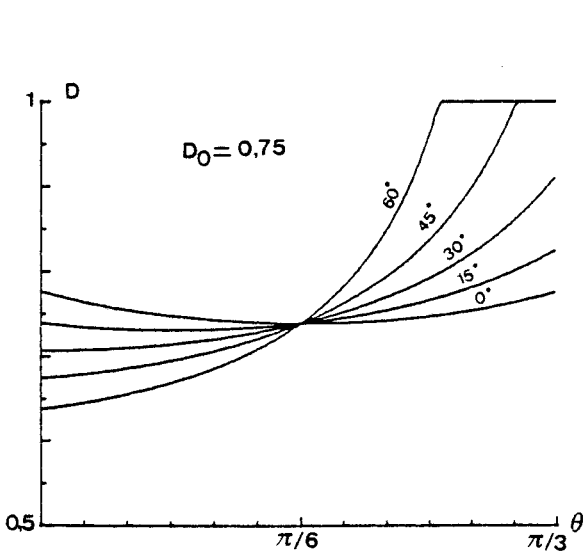


Figure 2.3

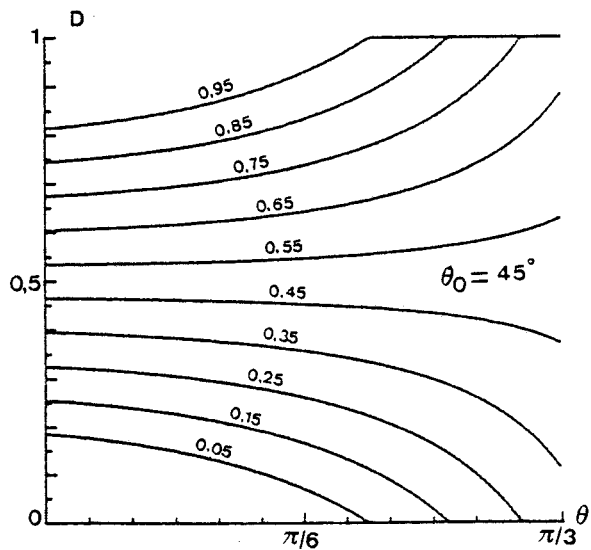


Figure 2.4



Sur la figure 2.4 nous constatons une discontinuité des courbes $D(\theta)$ pour les rapports cycliques proches de un ou de zéro, la loi de compensation perdant alors son efficacité. Cette non-linéarité est également observable sur la figure 2.3 pour des retards supérieurs à 30° .

Les figures 2.5a et 2.5b décrivent l'évolution de la valeur moyenne de la tension u sur chaque intervalle de découpage pour les mêmes conditions de réglage du convertisseur choisies précédemment (figure 2.1a et 2.1b). Nous constatons que la valeur moyenne est sensiblement constante sur l'ensemble des intervalles de découpage. La différence entre \bar{u}'_k et \bar{u}_k est due à l'approximation d'ordre zéro effectuée dans l'intervalle $\theta_k \leq \theta < \theta_{k+1}$. L'observation de ces deux figures permet déjà de conclure à une diminution sensible des harmoniques engendrés par le redresseur.

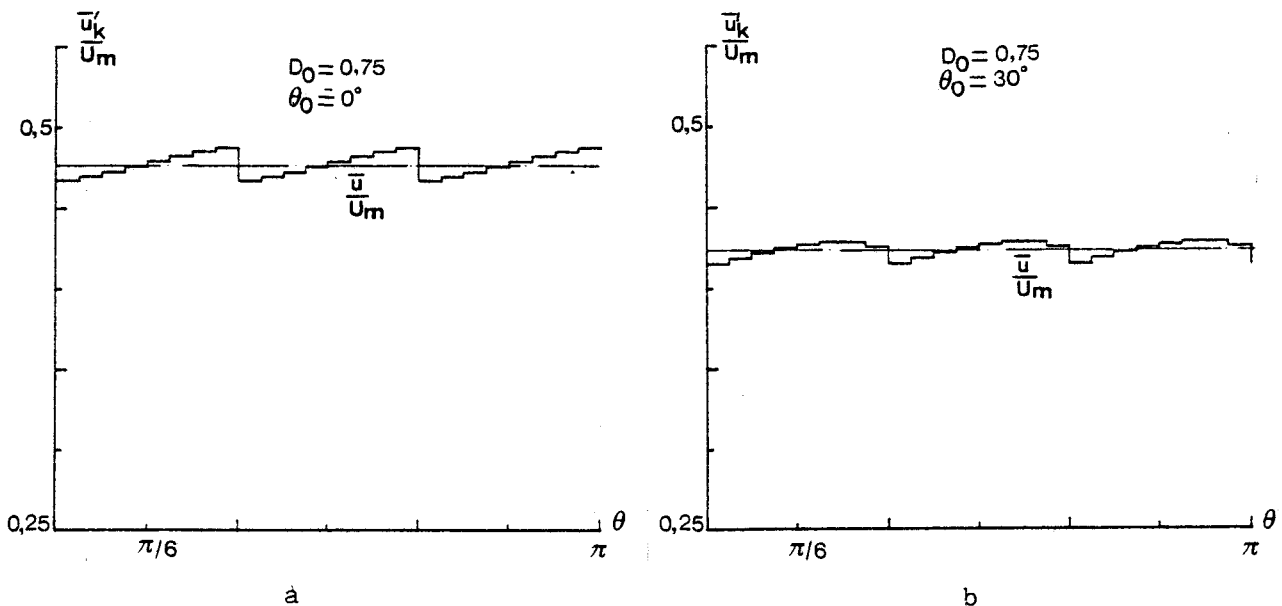
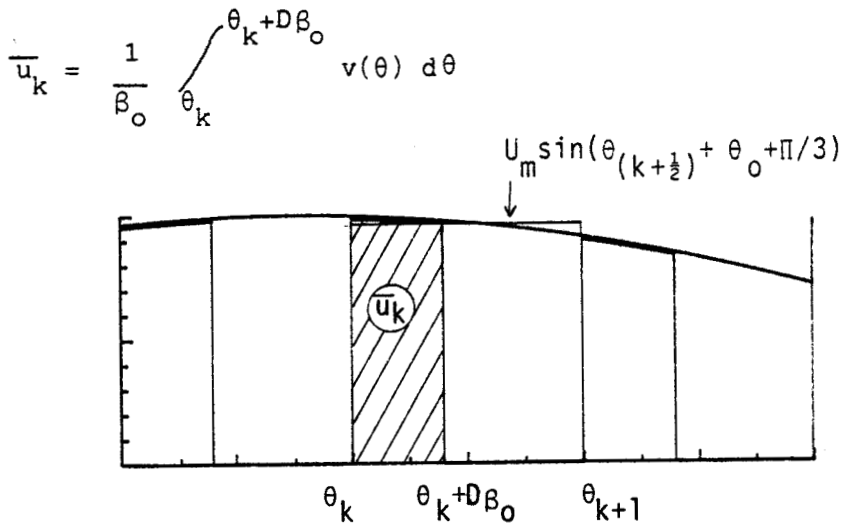


Figure 2.5

1.2.2. Compensation d'une onde unipolaire /22/

Pour cette étude nous adoptons la même démarche que précédemment.

La valeur moyenne échantillonnée sur un intervalle β_0 s'écrit (figure 2.6).



. Figure 2.6

En reprenant l'approximation d'ordre zéro sur la tension $v(\theta)$, il vient :

$$\bar{u}_k = D(1-2S')U_m \sin(\theta_{(k+1/2)} + \theta_0 + \pi/3) \quad (33)$$

La linéarisation recherchée impose que la caractéristique du bloc hacheur s'écrive :

$$\bar{u} = D_0(1-2S')\bar{v} \quad (34)$$

La loi de compensation du rapport cyclique est toujours donnée par la relation (31), ce qui conduit à l'expression :

$$D = D_0 \frac{3 \cos \theta_0}{\sin(\theta_{(k+1/2)} + \theta_0 + \pi/3)} \quad (35)$$

Cette relation se déduit de la précédente (32) par une affinité de la forme :

$$D_0^{(u)} = 2D_0^{(b)} - 1$$

$$D^{(u)} = 2D^{(b)} - 1$$

les indices (u) et (b) désignant respectivement les commandes unipolaire et bipolaire.

La figure 2.7 s'obtient donc directement de la figure 2.3 par un changement d'échelle sur l'axe des ordonnées.

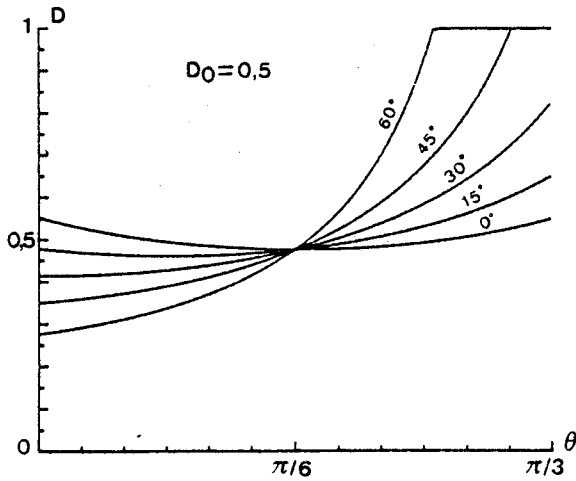


Figure 2.7

1.3. Influence de la fréquence de découpage

Les figures 2.8a et 2.8b montrent dans le cas d'une commande bipolaire pour deux fréquences de découpage respectivement égales à 2400Hz et à 4800Hz les écarts entre la caractéristique idéale $D(\theta)$ et la caractéristique réelle correspondante quand $\theta_0 = 45^\circ$ et $D_0 = 0,75$.

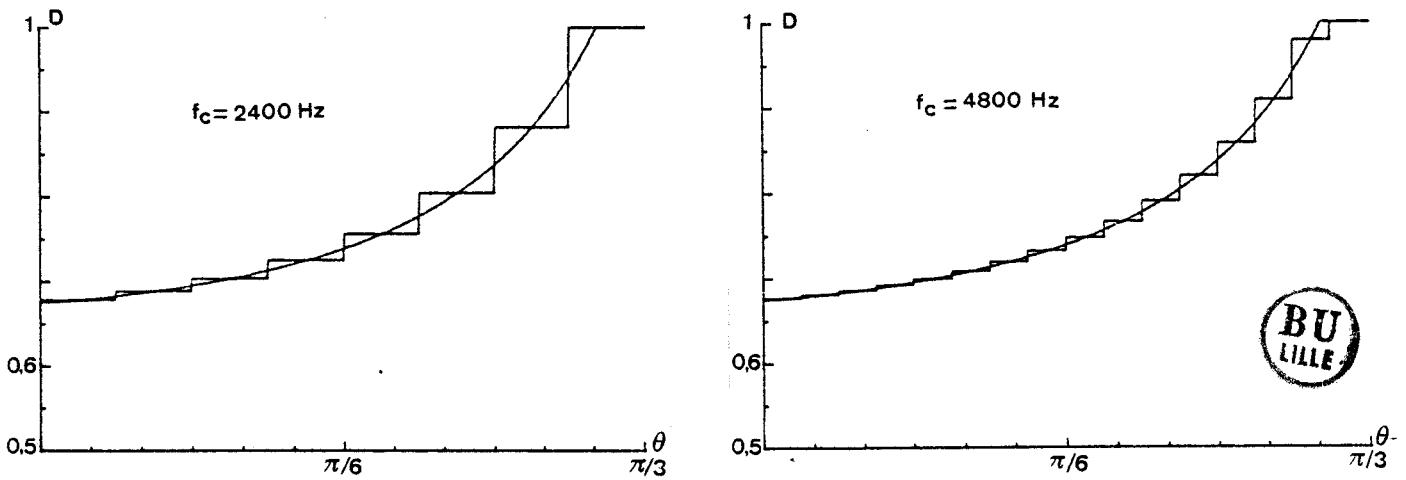


Figure 2.8

Pour un rapport cyclique D_0 constant la nature échantillonnée de la loi de compensation ne présente pas d'inconvénient majeur si la fréquence du hacheur est suffisamment élevée devant celle du premier harmonique présent à la sortie du redresseur.

Par contre dans le cas d'une modulation sinusoïdale du rapport cyclique la fréquence de découpage doit être très supérieure à la fréquence de modulation maximale. Les figures 2.9a et 2.9b représentent pour deux fréquences de découpage distinctes les écarts entre la caractéristique idéale $D(\theta)$ et la caractéristique réelle pour une fréquence de modulation f_m égale à 100 Hz.

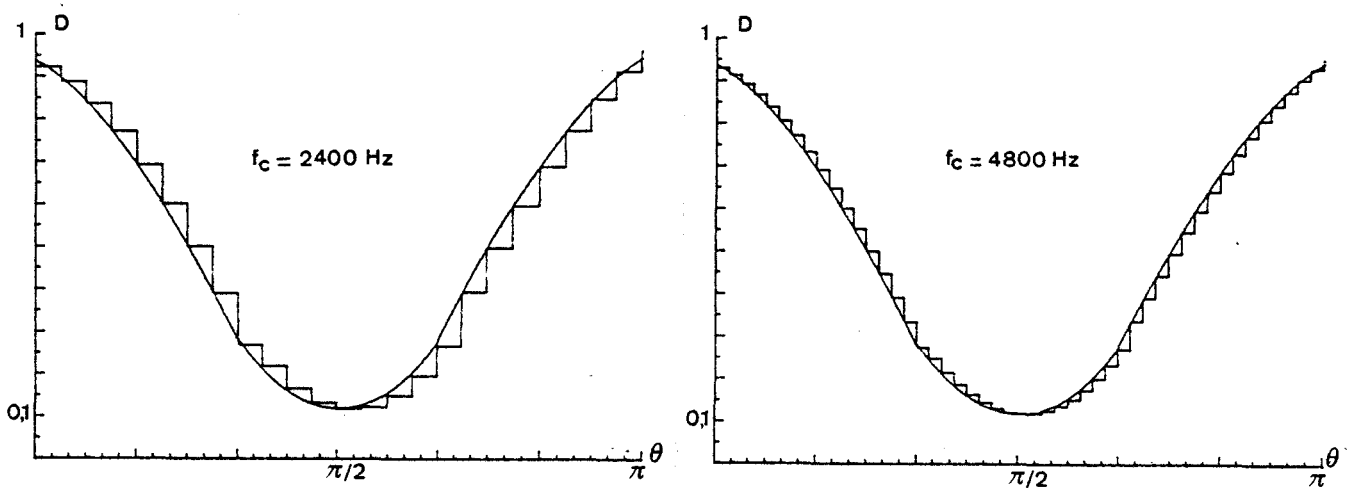


Figure 2.9

De manière générale, le nombre de points N_p qui définit le rapport cyclique sur une période de modulation a pour expression $N_p = f_c / f_m$. Par conséquent, le choix de la fréquence de découpage doit s'effectuer en se fixant un critère de qualité subjectif sur la forme d'onde obtenue en sortie ou objectif sur le contenu harmonique global.

1.4 Comparaison des commandes bipolaire et unipolaire

Le modèle numérique permet d'accéder à toutes les grandeurs spécifiques du convertisseur dans les conditions suivantes d'alimentation et de charge:

$$\begin{aligned}
 U_m &= 220\sqrt{2} \text{ V} \\
 R &= 20 \Omega \quad , \quad L = 40 \text{ mH} \\
 f_c &= 2400 \text{ Hz}
 \end{aligned}$$

Les figures 2.10a et 2.14a montrent les formes d'ondes des tensions et courants pour un rapport cyclique non-compensé ($D = D_o = \text{Cte}$) dans le cas d'une commande bipolaire. Les figures 2.10b et 2.14b précisent le spectre des courants correspondants.

Les figures 2.11a et 2.15a ainsi que 2.11b et 2.15b permettent de vérifier l'efficacité de la loi de compensation proposée notamment pour la réduction du premier harmonique (300 Hz). Les variations du rapport cyclique ont été limitées entre 5% et 95% du rapport cyclique maximum ($D_{\text{max}} = 1$).

En examinant ces analyses spectrales nous remarquons que l'amplitude relative des harmoniques augmente quand le retard θ_o devient important. Nous retrouvons alors le comportement des montages redresseurs conventionnels /28/.

Les figures 2.12a, 13a, 16a, 17a et 2.12b, 13b, 16b, 17b montrent respectivement l'évolution des tensions et des courants ainsi que le spectre associé à chacun des courants dans le cas d'une commande unipolaire. Pour ces essais, le rapport cyclique D_o est choisi en tenant compte de l'affinité qui existe entre les deux types de commande de sorte que la valeur moyenne de la tension ainsi que celle du courant sont sensiblement constantes dans les deux cas.

Pour comparer les résultats obtenus avec ces deux types de commande, nous traçons l'évolution du coefficient d'ondulation en fonction du rapport cyclique D_o , ou ce qui est identique en fonction de \bar{u} pour deux valeurs de l'angle de retard (figure 2.18a, 18b). Nous rappelons que le coefficient d'ondulation est donné par la relation :

$$Q = \frac{i_{\text{max}} - i_{\text{min}}}{2\bar{i}} \quad (36)$$

\bar{i} : valeur moyenne de i .

$i_{\text{max}}, i_{\text{min}}$: valeur maximale et minimale de i

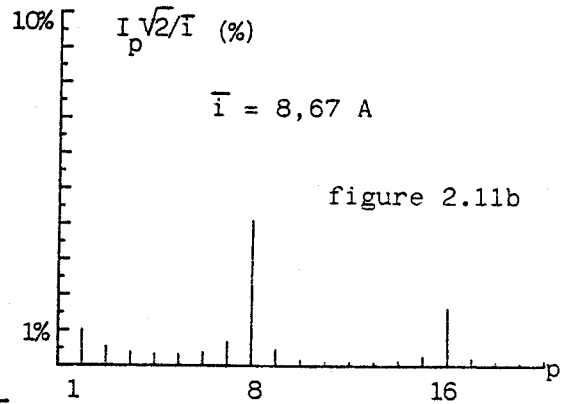
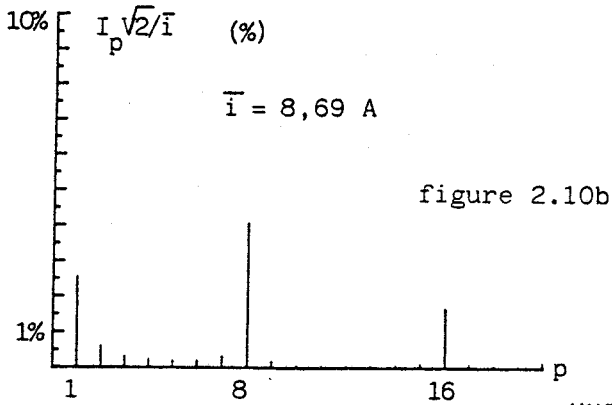
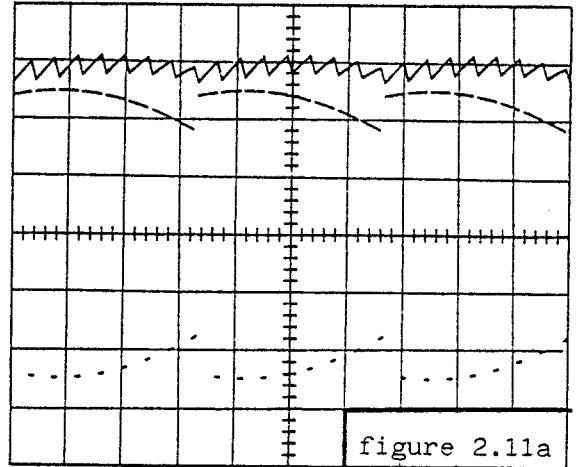
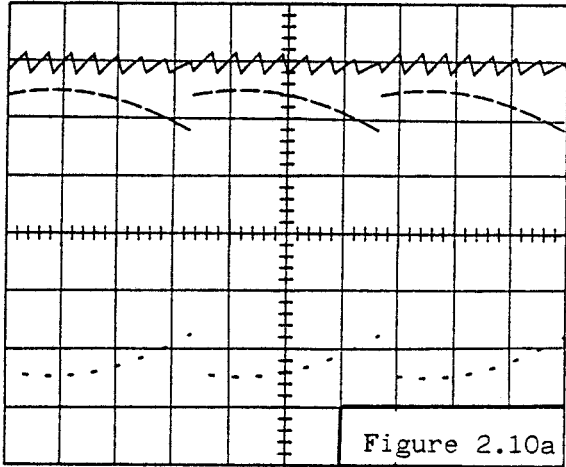
En observant les courbes $Q(\bar{u})$ obtenues dans chaque cas, nous constatons la supériorité de la commande unipolaire. La valeur plus élevée de l'harmonique huit dans le cas d'une commande bipolaire est due au fait que la tension commute entre les valeurs maximales positive et négative .

SANS COMPENSATION

AVEC COMPENSATION

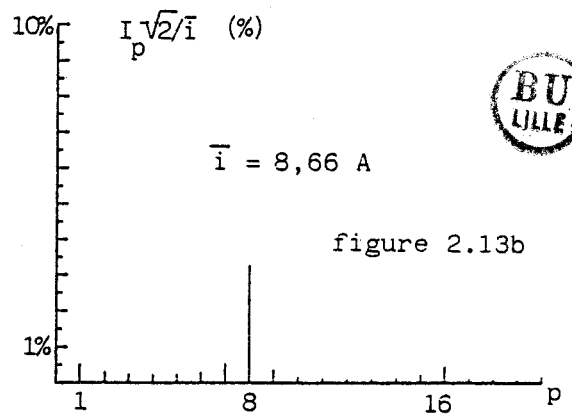
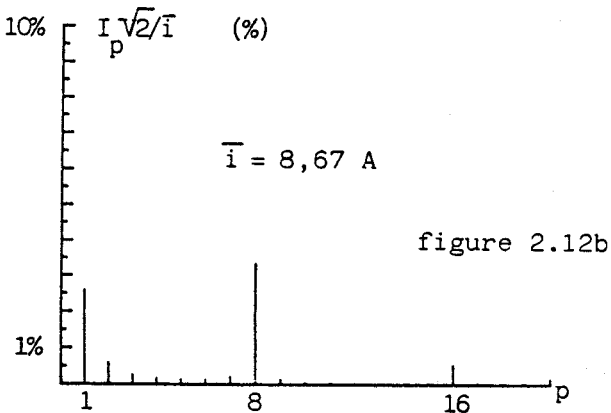
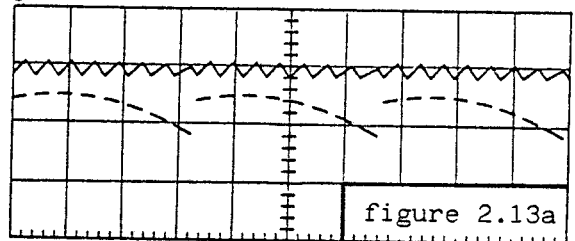
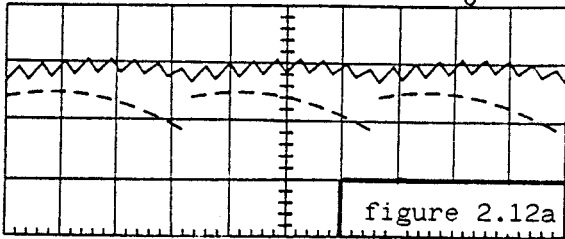
BIPOLAIRE

$\theta_0 = 15^\circ$, $D_0 = 0,80$



UNIPOLAIRE

$\theta_0 = 15^\circ$, $D_0 = 0,6$



\bar{i} : Valeur moyenne du courant
 $I_p \sqrt{2}$: Amplitude de l'harmonique de rang p

ECHELLES :

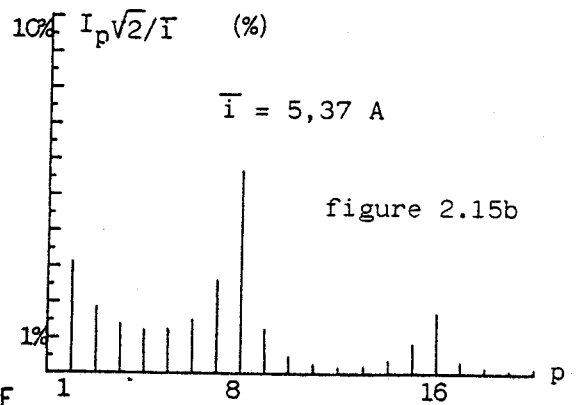
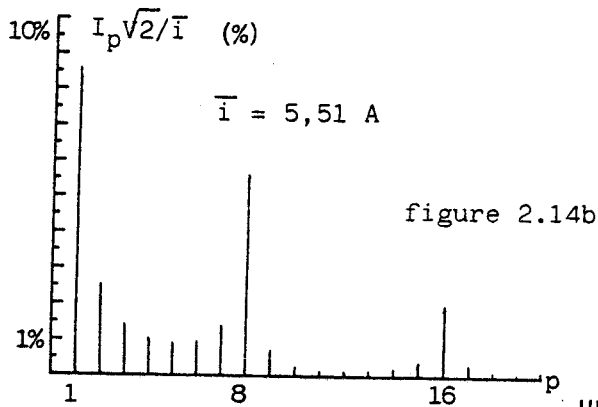
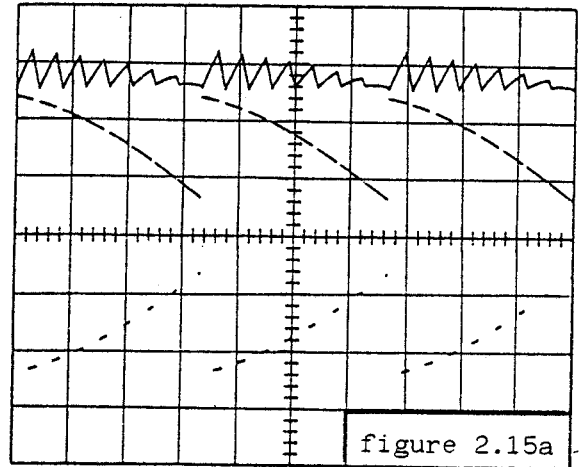
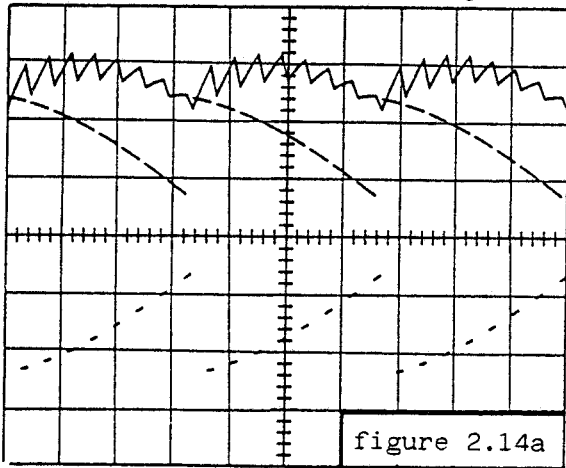
10 ms/div , 3 A/div , 125 V/div

SANS COMPENSATION

BIPOLAIRE

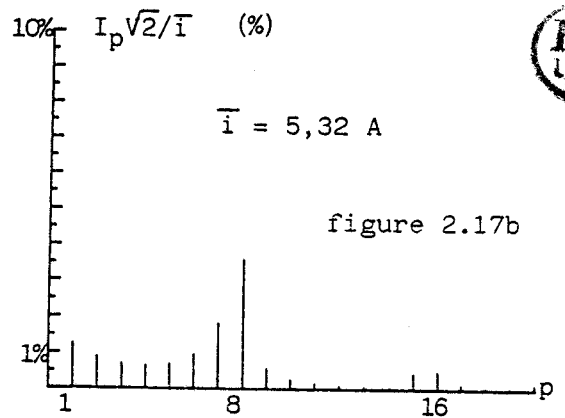
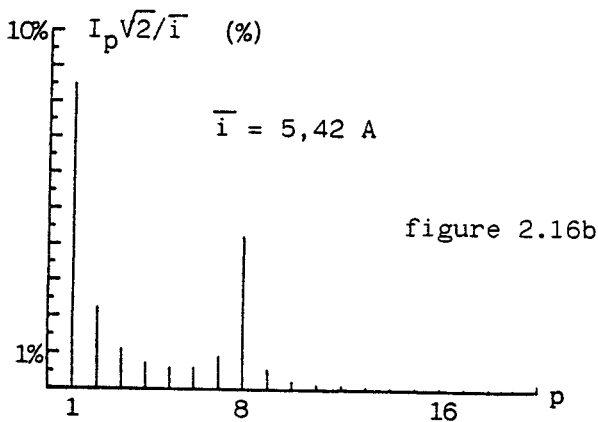
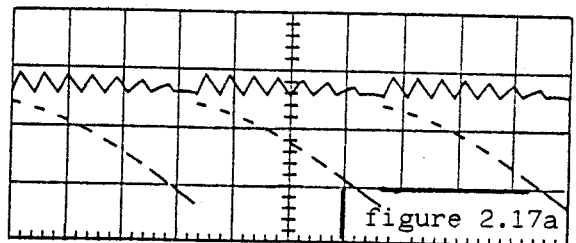
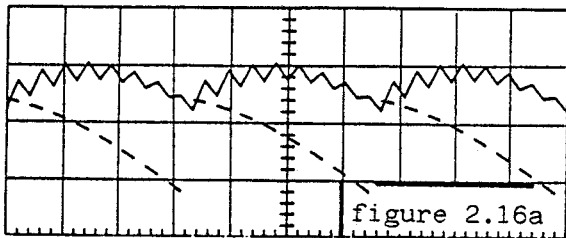
AVEC COMPENSATION

$\theta_0 = 45^\circ$, $D_0 = 0,75$



UNIPOLAIRE

$\theta_0 = 45^\circ$, $D_0 = 0,50$



\bar{i} : Valeur moyenne du courant
 $I_p \sqrt{2}$: Amplitude de l'harmonique de rang p

ECHELLES :

10 ms/div , 2 A/div , 125 V/div

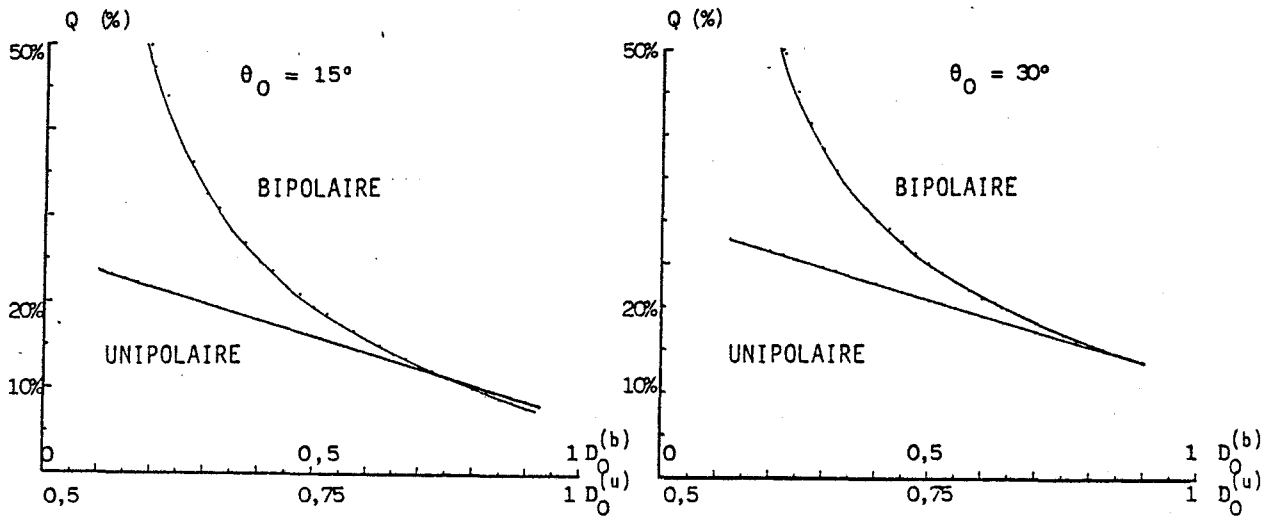


Figure 2.18

L'amélioration du contenu harmonique est obtenu grâce à l'introduction de paliers de tension nulle qui ont pour conséquence la diminution sensible des composantes multiples de la fréquence de découpage. Nous retrouvons ainsi les caractéristiques des onduleurs à modulation de créneaux bipolaire et unipolaire dans lesquels le spectre d'une onde à trois niveaux est meilleur que celui d'une onde à deux niveaux /30/. Une autre façon d'améliorer le contenu harmonique est de réaliser une modulation de créneaux à plusieurs niveaux, ce qui nous conduit au contrôle du convertisseur avec une séquence à motif de tension variable.

2 - SEQUENCE DE CONTROLE A MOTIF DE TENSION VARIABLE

2.1. Position du problème

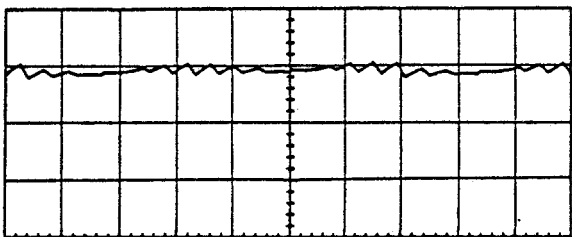
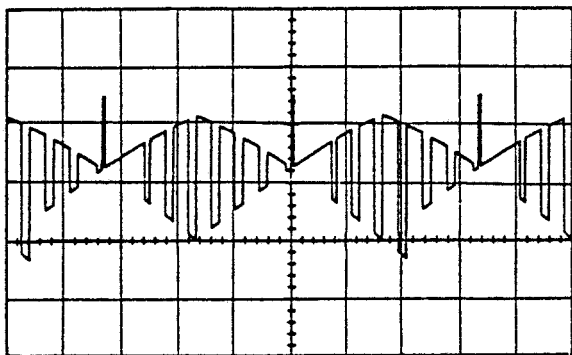
Pour cette stratégie une étude analytique classique des caractéristiques fréquentielles de la tension de sortie est relativement complexe suite au changement des tensions sélectionnées v_1 et v_2 sur chaque intervalle de découpage. L'analyse mathématique lourde et fastidieuse, peut alors être évitée en utilisant une méthode d'intégration numérique bien adaptée à notre problème.

Ainsi le développement en série de Fourier de la tension est réalisée au moyen de la méthode de Gauss-Legendre. Celle-ci offre une meilleure précision par rapport à la méthode de Simpson /29/ /31/ et nous donnons donc en Annexe III l'algorithme d'intégration correspondant.

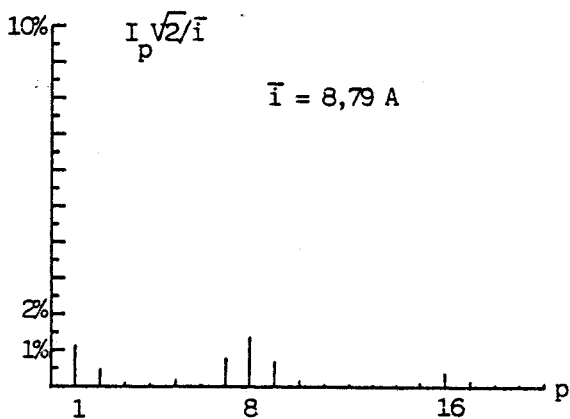
2.2. Résultats et performances

Les figures 2.19a et 2.20a montrent pour deux valeurs distinctes de la consigne u_c les formes d'ondes du courant et de la tension de sortie. Les figures 2.19b et 2.20b précisent les spectres des courants correspondants.

$u_c = 173 \text{ V}$



(a)

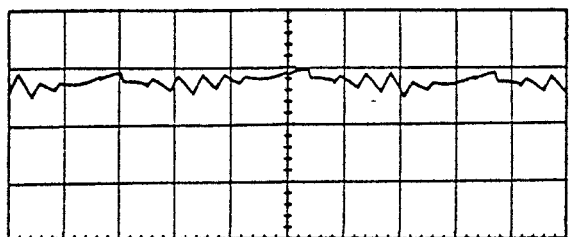
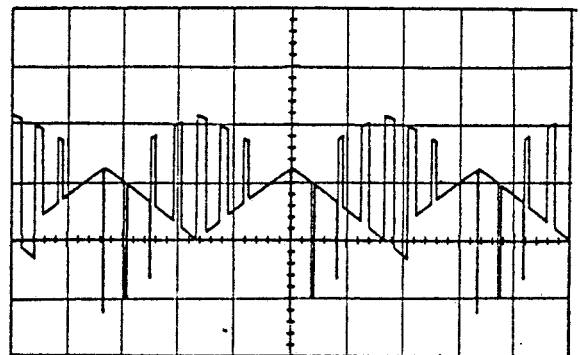


(b)
Echelles

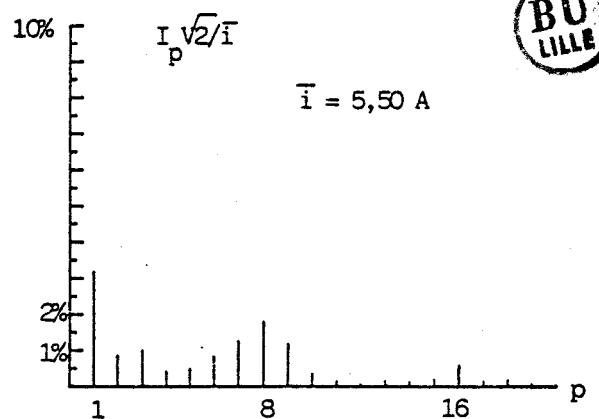
10 ms/div , 3 A/div , 125 V/div

Figure 2.19

$u_c = 110 \text{ V}$



(a)



(b)
Echelles

10 ms/div , 2 A/div , 125 V/div



Figure 2.20

La comparaison des spectres obtenus pour la même valeur moyenne de courant entre ce type de commande et la stratégie unipolaire permet de constater la supériorité du contrôle à motif de tension variable, notamment en ce qui concerne les harmoniques engendrés par la fréquence de découpage.

3 - MODULATION SINUSOÏDALE DU RAPPORT CYCLIQUE AVEC UNE COMMANDE UNIPOLAIRE

3.1. Principe utilisé

La tension de sortie du convertisseur présente sur un intervalle de découpage une composante continue $\overline{u'_k}$ qu'il est possible de faire varier en fonction du temps par une modulation du rapport cyclique. Dans le cas de la commande unipolaire, nous avons vu au chapitre 1 que la valeur moyenne échantillonnée est fonction du rapport cyclique D_o ($D_o \in]0,1[$) ainsi que de la variable binaire S' qui fixe le signe de la tension de sortie. Si l'expression de D_o est de la forme:

$$D_o = K_m \left| \sin(\omega_m t + \phi_m) \right| \quad (37)$$

et S' égale à :

$$S' = \text{sgn}(\sin(\omega_m t + \phi_m)) \quad (38)$$

avec $\omega_m = 2\pi f_m$ et $T_m = 1/f_m$

la composante moyenne à la sortie du convertisseur est approximativement nulle sur une période de modulation T_m (figure 2.21). Nous désignerons par f_m la fréquence de modulation et par K_m le coefficient de modulation.

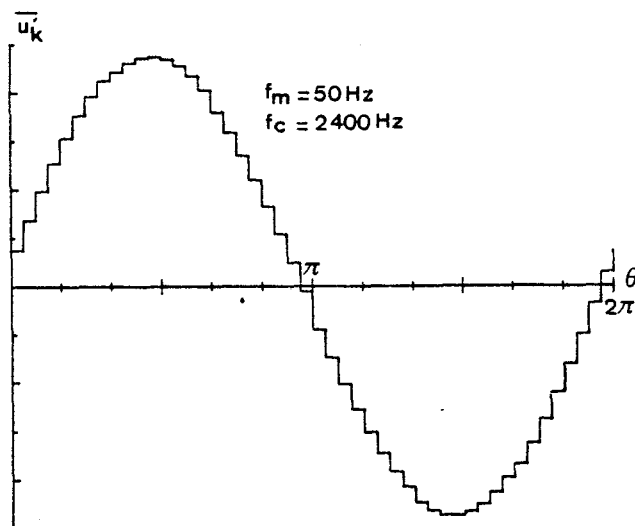


Figure 2.21

3.2. Etude qualitative de la tension de sortie

3.2.1. Généralités

Les premières simulations effectuées avec modulation du rapport cyclique montrent que le comportement du système présente des caractéristiques similaires à celles des cycloconvertisseurs /11/ ou des onduleurs MLI /4/. Ainsi la tension de sortie ne se reproduit pas de façon identique à chaque période en raison de l'asynchronisme qui peut apparaître entre la fréquence du signal porteur (hacheur) et celle du signal de modulation.

Deux cas sont à distinguer :

- la fréquence de modulation est un sous-multiple de la fréquence du redresseur fictif et donc de la fréquence de découpage ($f_m < 300\text{Hz}$) :

$$\frac{6.f}{f_m} \in \mathbb{N} \implies \frac{f_c}{f_m} \in \mathbb{N}$$

- la fréquence de modulation n'est pas un sous-multiple entier de la fréquence du redresseur.

$$\frac{6.f}{f_m} \notin \mathbb{N} \implies \frac{f_c}{f_m} \notin \mathbb{N}$$

La décomposition en série de Fourier n'est plus applicable et il est nécessaire de recourir à des outils spéciaux.

3.2.2. Valeur approchée du fondamental de la tension de sortie

Au paragraphe 1.2.2. nous avons vu que la linéarisation conduit pour le bloc hacheur à la caractéristique suivante :

$$\bar{u} = D_o (1-2S') \bar{v}$$

soit encore d'après la relation (31) :

$$\bar{u}_k = D_o (1-2S') \bar{v}$$

en remplaçant D_o par son expression (37) nous arrivons à la relation :

$$\bar{u}_k = K_m (1-2S') \bar{v} |\sin(\omega_m t + \theta_m)|$$

et comme

$$(1-2S') |\sin(\omega_m t + \theta_m)| = \sin(\omega_m t + \theta_m)$$

il vient :

$$\bar{u}_k = K_m \bar{v} \sin(\omega_m t + \phi_m) \quad (39)$$

La variation de \bar{u}_k est donc sinusoidale avec une amplitude égale

$$U_{km} = K_m \bar{v} = \frac{3 U_m \cos \theta_o \cdot K_m}{\Pi} \quad (40)$$

L'expression (39) se met finalement sous la forme :

$$\bar{u}_k = U_{km} \sin(\omega_m t + \phi_m) \quad (41)$$

ou \bar{u}_k représente le fondamental de u ainsi que la grandeur de commande coefficientée du convertisseur tel que :

$$u_c = \zeta \bar{u}_k \quad \text{avec } \zeta = \frac{1}{V} \quad (42)$$

Dans ces conditions le coefficient de modulation est égal à :

$$K_m = \zeta U_{km} = \frac{U_{km}}{U_m} \frac{\Pi}{3 \cos(\theta_o)} \quad (43)$$

3.2.3. Harmoniques présents dans la tension de sortie

Nous allons développer la tension de sortie en utilisant la méthode de la modulante "gelée", ce procédé est généralement employé pour déterminer les spectres de formes d'onde MLI /4/. Pour effectuer ce développement nous prendrons comme hypothèses simplificatrices :

$$v(t) = (1-2S') \bar{v}$$

et

$$D = D_o = K_m |\sin(\omega_m t + \phi_m)|$$

ce qui revient à considérer la relation (31) comme toujours vérifiée sur chaque intervalle de découpage, nous sommes donc conduits à la représentation suivante (figure 2.22).

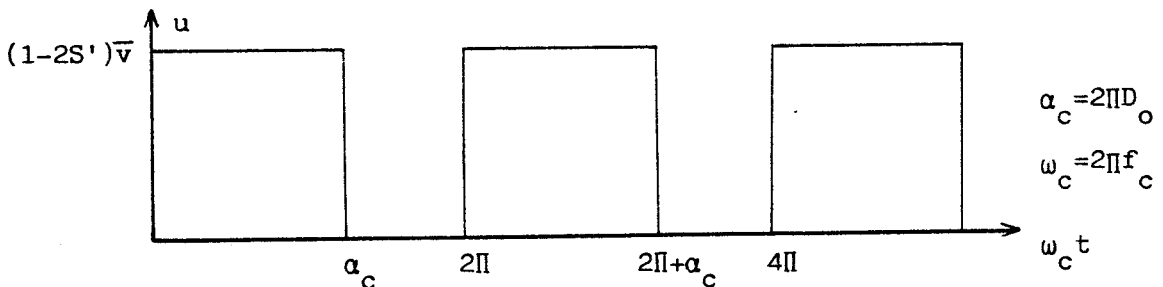


Figure 2.22

La méthode appliquée consiste dans un premier temps à "geler" l'amplitude de la fonction de modulation, donc à considérer le rapport cyclique constant. Dans ces conditions la tension $u(t)$ devient une onde périodique et il est alors possible de la développer en série de Fourier sur l'intervalle de temps $[0, T_c]$. Dans un deuxième temps on réintroduit la modulation pour obtenir le spectre.

Cette méthode manque de rigueur mais présente néanmoins l'avantage de pouvoir effectuer le développement en série de Fourier d'une fonction non périodique. Toutefois la condition suivante doit toujours être vérifiée :

$$f_c \gg f_m$$

car lorsque la modulation du rapport cyclique est réintroduite, D n'est plus échantillonnée à chaque période de découpage, mais évolue continûment. Donc si $f_c \gg f_m$ on peut considérer D sensiblement constant sur un intervalle T_c .

Les termes du développement en série de Fourier sont donnés, pour un rapport cyclique constant, par les expressions suivantes :

$$A_0 = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} u(\theta_c) d\theta_c = \frac{\alpha_c}{2\pi} \bar{v} (1-2S')$$

$$A_p = \frac{1}{\pi} \int_0^{2\pi} u(\theta_c) \cos(p\theta_c) d\theta_c = \frac{\bar{v}}{p\pi} (1-2S') \sin(p\alpha_c)$$

$$B_p = \frac{1}{\pi} \int_0^{2\pi} u(\theta_c) \sin(p\theta_c) d\theta_c = -\frac{\bar{v}}{p\pi} (1-2S') \cos(p\alpha_c) + \frac{\bar{v}}{p\pi} (1-2S')$$

et sachant que $\alpha_c = 2\pi D_0 = 2\pi K_m |\sin(\theta_m + \phi_m)|$

il vient donc

$$u = \bar{v} K_m \sin(\theta_m + \phi_m) + \frac{(1-2S')\bar{v}}{\pi} \left[\sum_{p=1}^{\infty} \frac{1}{p} \sin(2\pi p K_m |\sin(\theta_m + \phi_m)|) \cdot \right. \\ \left. \cos(p\theta_c) - \frac{1}{p} \cos(2\pi p K_m |\sin(\theta_m + \phi_m)|) \sin(p\theta_c) + \frac{1}{p} \sin(p\theta_c) \right] \quad (46)$$

avec

$$\theta_c = \omega_c t \text{ et } \omega_c = 2\pi f_c$$

$$\theta_m = \omega_m t \text{ et } \omega_m = 2\pi f_m$$

Nous donnons en annexe IV le développement complet du calcul dont le résultat nous permet de déterminer la fréquence des harmoniques présents dans la tension de sortie. Ces composantes se répartissent de la façon suivante :

$$p f_c$$

$$\left| \begin{array}{l} 2qf_m \pm pf_c \\ (2q+1)f_m \pm pf_c \end{array} \right| \quad \begin{array}{l} p \in [1, \infty[\\ q \in [0, \infty[\end{array}$$

Les trois expressions ci-dessus peuvent se regrouper et donner la relation:

$$f_h = |q'f_m \pm pf_c| \quad q' \in [0, \infty[\quad (47)$$

Cette relation appelle plusieurs remarques

- les harmoniques présents dans l'onde de sortie ne sont pas obligatoirement des multiples entiers de la fréquence du fondamental
- il apparait des harmoniques inférieurs à la fréquence du fondamental.
- il existe une composante continue quand la relation suivante est satisfaite.

$$0 = q'f_m - pf_c \quad (48)$$

La relation A4.6 donnée dans l'Annexe IV considère la tension d'alimentation du hacheur égale à la valeur moyenne de la tension de sortie du redresseur fictif, par conséquent dans cette relation tous les harmoniques créés par le redresseur (300Hz, 600Hz, 900Hz...) ont été négligés. La fréquence du redresseur étant sous multiple de celle du hacheur, la relation (47) se généralise de la façon suivante :

$$f_h = |q'f_m \pm 6pf| \quad (49)$$

Les résultats ainsi présentés permettent de déterminer la fréquence des composantes du spectre, mais conduisent à des calculs complexes pour l'amplitude des harmoniques. Nous avons donc préféré pour l'étude quantitative des méthodes numériques mieux adaptées au dispositif de calcul utilisé (HP 9836).

3.3. Etude quantitative

3.3.1. Généralités

Au paragraphe précédent nous avons établi la relation permettant de déterminer les harmoniques de l'onde de sortie pour une valeur quelconque du rapport $6f/f_m$. La méthode de calcul numérique employée dépendra de la valeur de la fréquence de modulation, pour laquelle trois cas distincts peuvent se présenter.

- 1er cas : $\frac{6f}{f_m} \in \mathbb{N}$, nous pouvons effectuer le développement en série de Fourier de la tension et du courant au moyen de la méthode de Gauss-Legendre (Annexe III).

- 2e cas : $\frac{6f}{f_m} \notin \mathbb{N}$ et il existe des multiples communs entre la fréquence du redresseur et la fréquence de modulation. Dans ces conditions la grandeur de sortie se reproduit périodiquement, la période de reproduction T_r est alors égale à :

$$T_r = \frac{1}{f_r} \quad \text{avec } f_r = \text{PGCD}(6f, f_m) \quad (50)$$

et

$$f_r < f_m$$

f_r représente le Plus Grand Commun Diviseur entre la fréquence de modulation et la fréquence du redresseur. La méthode précédente est encore utilisable à condition de prendre comme fondamental le sous-harmonique de fréquence f_r . L'harmonique de rang (f_m/f_r) est avec cet artifice le véritable fondamental du signal analysé.

- 3e cas : $\frac{6f}{f_m} \notin \mathbb{N}$ et il n'existe pas de multiple commun entre la fréquence du redresseur et la fréquence de modulation.

Dans ces conditions la période de reproduction est infinie et la seule méthode utilisable est la Transformée de Fourier Discrète (TFD).

3.2.2. Transformée de Fourier Discrète /31/

Ce qui rend la Transformée de Fourier Discrète (T.F.D.) attractive c'est l'existence d'un algorithme de calcul rapide et efficace qui est la Transformée de Fourier Rapide ou F.F.T. (Fast Fourier Transformation). Nous rappelons que la transformée de Fourier d'un signal $x(t)$ échantillonné périodiquement en des instants $t_{k'}$, est définie par :

$$X(f) = \frac{1}{T'} \sum_{k'=-\infty}^{k'=+\infty} x(t_{k'}) e^{(-2\pi j f t_{k'})} \Delta t \quad \text{avec } t_{k'} = k' \Delta t \quad (51)$$

ou Δt représente la période d'échantillonnage et T' la durée d'observation encore appelée période spectrale.

La fonction $X(f)$ peut être échantillonnée périodiquement avec une période Δf . Dans ce cas la variable continue f est remplacée par une variable discrète $n' \Delta f$ où Δf représente l'incrément sur l'axe des fréquences. Les fréquences discrètes :

$$f_n = n' \Delta f \quad (52)$$

sont encore appelées fréquences harmoniques de la T.F.D. et si nous désignons par N le nombre d'échantillons sur une période spectrale nous avons :

$$N = \frac{1}{\Delta t \Delta f} \quad (53)$$

soit encore :

$$T' = \frac{1}{\Delta f} \quad (54)$$

La T.F.D. s'applique aussi bien aux signaux périodiques qu'aux signaux apériodiques mais dans ce deuxième cas le signal ne peut être représenté complètement par N échantillons. En effet il est impossible de définir exactement la T.F.D. d'un signal à durée illimitée, la T.F.D. dans ce cas n'est définie qu'approximativement en limitant la durée du signal à N (multiplication du signal par un signal rectangulaire de N échantillons).

Dans ces conditions pour des signaux de durée limitée à N , la relation (51) devient :

$$X(f_n) = \frac{1}{N} \sum_{k'=k_0}^{k_0+(N-1)} x(t_{k'}) e^{-2\pi j f_n t_{k'}} \quad (55)$$

Dans le cas d'un signal périodique de période T_r , les échantillons doivent être prélevés sur une durée correspondant exactement à une (éventuellement plusieurs) période. Si cette condition n'est pas satisfaite les coefficients ne sont plus calculés aux fréquences harmoniques. En effet une raie dans $X(f)$ observée à la fréquence f_n peut être en réalité à une fréquence f_i telle que :

$$f_n - \frac{\Delta f}{2} \leq f_i \leq f_n + \frac{\Delta f}{2}$$

La figure 2.23 illustre cette remarque dans le cas où le signal est :

$$x(t_{k'}) = \cos(2\pi 50 t_{k'}) + 0,8 \cos(2\pi 20 t_{k'})$$

ce signal est périodique de période $T_r = 100$ ms

$T' = 400$ ms
 $N = 2048$
 $\Delta f = 2,5$ Hz

$T' = 410$ ms
 $N = 2048$
 $\Delta f = 2,439$ Hz

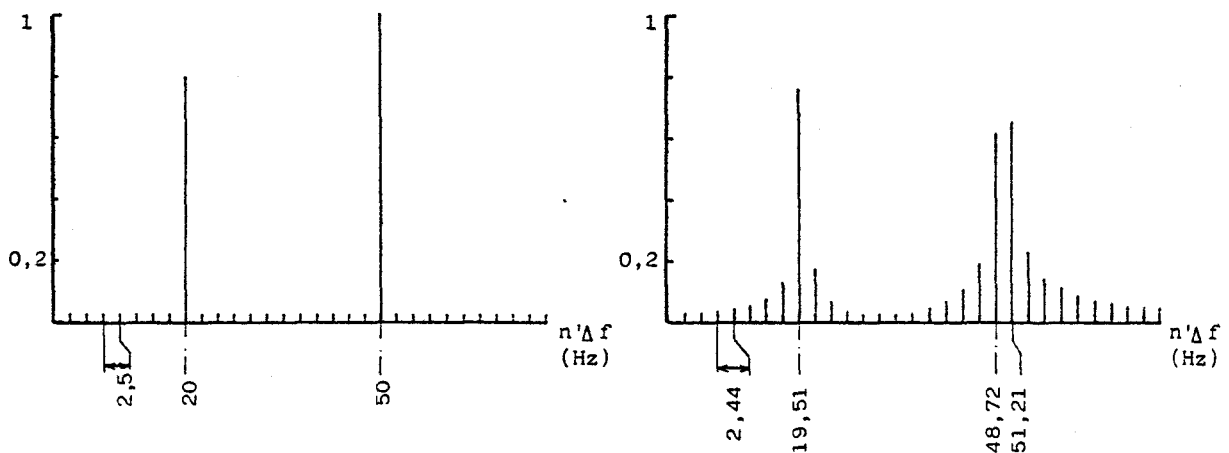


Figure 2.23

Si la période T_r du signal n'est pas connue a priori ou si le signal est apériodique, la durée d'observation doit être grande devant la période de modulation.

L'emploi de la transformée de Fourier comporte une sévère limitation car le calcul de N échantillons d'une période spectrale exige un nombre d'opération de l'ordre N^2 , si N est élevé, ce nombre devient prohibitif pour la durée des calculs. Or une organisation méthodique du calcul des TFD est possible en ramenant le nombre d'opérations à une valeur environ égale à $N \log N$. Les méthodes permettant d'accélérer le calcul de TFD constitue donc la transformation de Fourier rapide dont les algorithmes usuels sont ceux de Cooley et de Sande. Le programme de FFT donnée en Annexe V a été réalisé avec l'algorithme de Cooley /32/.

Les figures 2.24 a et b comparent le spectre du courant de sortie du convertisseur obtenu respectivement à partir du développement en série (Gauss-Legendre) et de la méthode de FFT dans les conditions de charge suivantes :

$$R = 25\Omega \quad L = 40\text{mH}$$

La fréquence de modulation est de 50Hz de manière à avoir un signal de sortie périodique permettant ainsi d'appliquer le développement en série.

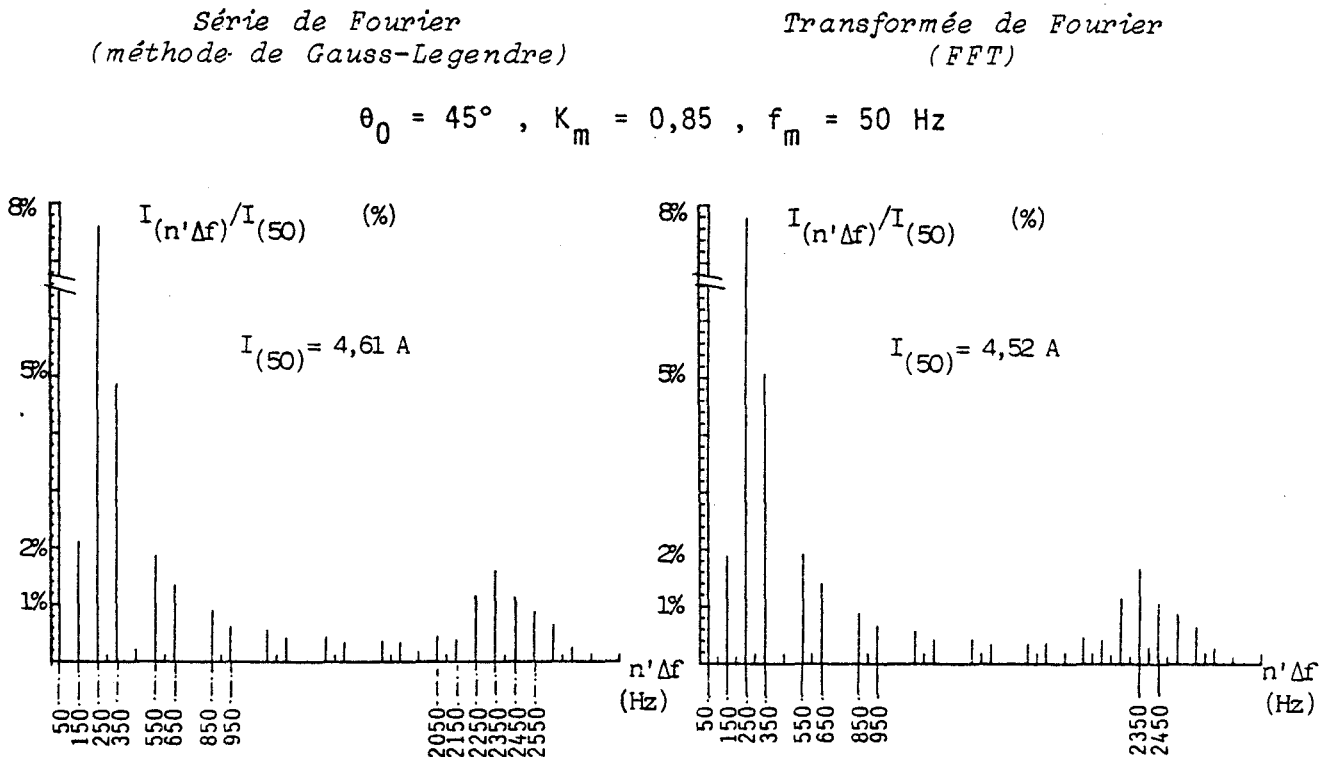


Figure 2.24

3.4. Résultats

Les figures 2.25b et 2.27b montrent, pour un retard $\theta_o = 30^\circ$, une fréquence de découpage de 2400 Hz et des fréquences de modulation respectivement égales à 45Hz et 72Hz, l'évolution des grandeurs de sortie pour un rapport cyclique non-compensé d'amplitude $K_m = 0,75$ dans les conditions de charge suivantes :

$$R = 25 \Omega \quad , \quad L = 40 \text{ mH}$$

Les figures 2.25a et 2.27a illustrent l'évolution de ces courants sur plusieurs périodes de modulation. Ces dernières mettent en évidence la présence de sous-harmoniques, et donc d'harmoniques engendrés par ceux-ci dans l'onde de sortie.

Les figures 2.25c et 2.27c donnent le spectre correspondant.

Les figures 2.26 et 2.28 représentent pour un rapport cyclique compensé les mêmes grandeurs que précédemment avec des conditions de réglage identiques.

Nous remarquons que la compensation diminue de façon importante les harmoniques de fréquence

$$300 \pm f_m \quad , \quad 600 \pm f_m \quad \text{et} \quad 900 \pm f_m$$

Ces harmoniques résultent de la combinaison du fondamental et des harmoniques engendrés par le redresseur.

L'amplitude des harmoniques résultant de la combinaison du fondamental et des harmoniques créés par le hacheur ($2400 \pm f_m$) reste sensiblement inchangée.

Les figures 2.29a et 2.30a représentent respectivement, pour une fréquence de modulation de 45Hz et un retard $\theta_o = 0$, l'évolution du courant et de la tension sans compensation et avec compensation. En comparant les spectres de ces courants, (figures 2.29b et 2.30b) nous remarquons que la compensation a un effet relativement peu important, et qu'il est préférable de travailler avec une valeur de θ_o nulle. Toutefois, le choix d'une valeur non-nulle pour θ_o permet d'ajuster l'amplitude du fondamental à la valeur maximale du récepteur.

SANS COMPENSATION

AVEC COMPENSATION

$\theta_0 = 30^\circ$, $K_m = 0,75$, $f_m = 45$ Hz

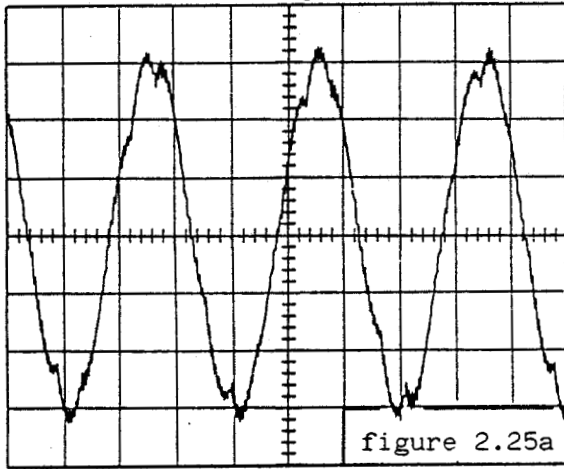


figure 2.25a

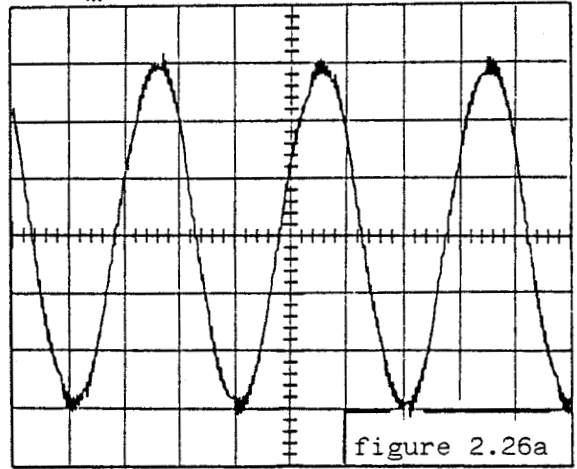


figure 2.26a

Echelles:
7,5 ms/div, 2,5 A/div

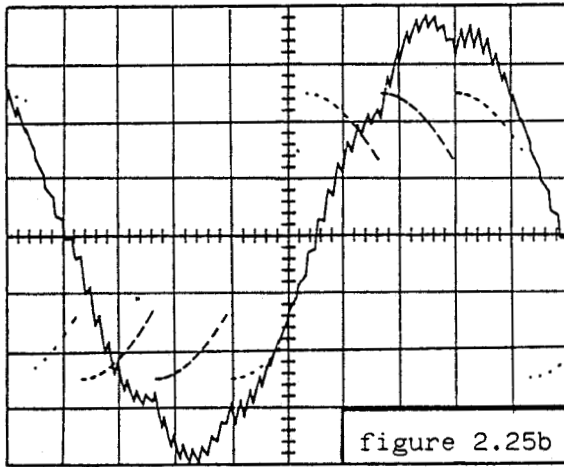


figure 2.25b

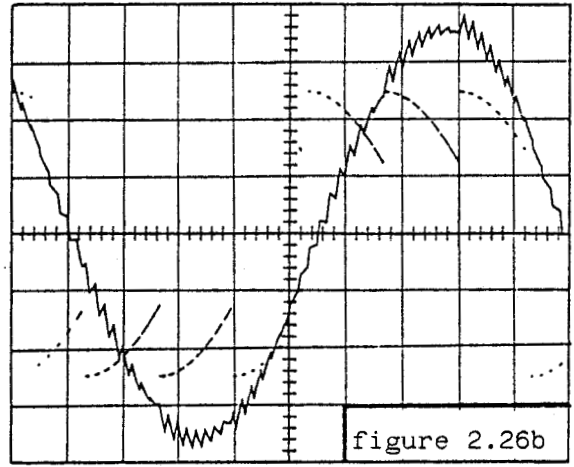


figure 2.26b

Echelles:
2,5 ms/div, 2 A/div, 125 V/div

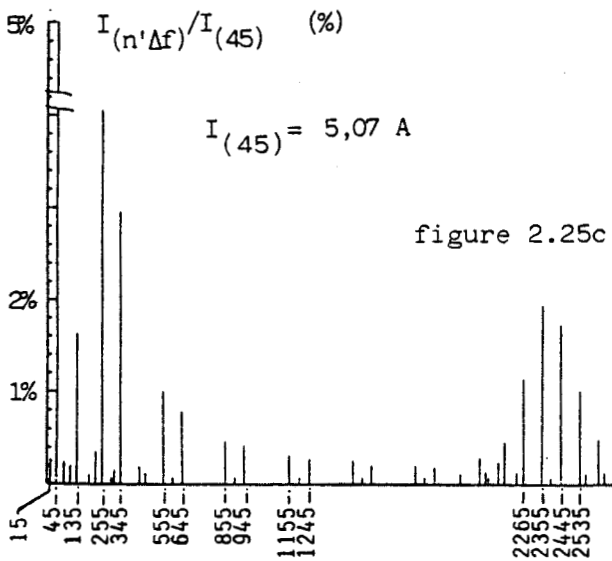


figure 2.25c

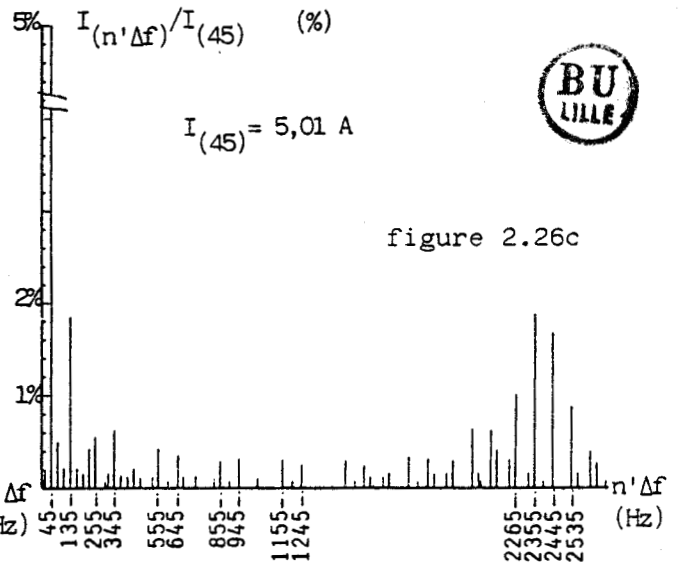


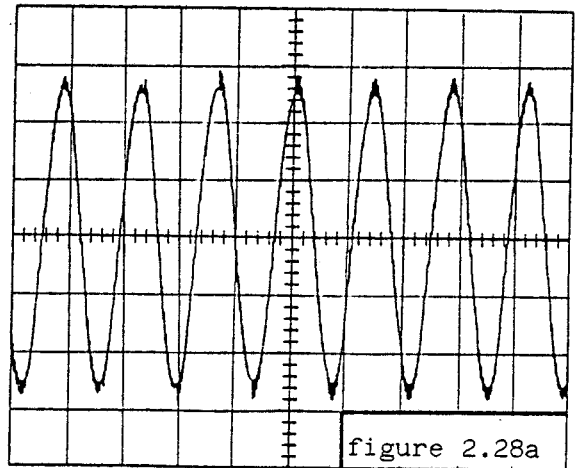
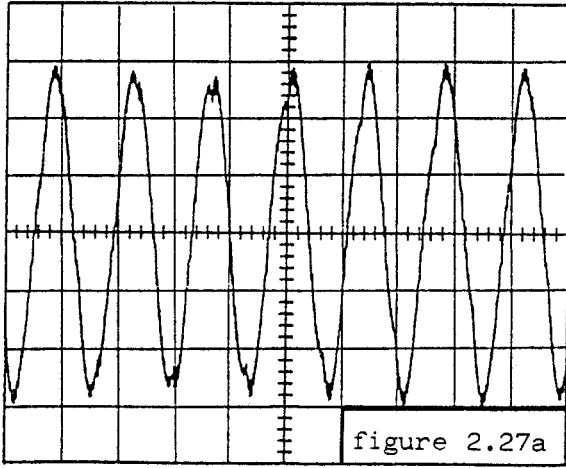
figure 2.26c

$I(45)$: Valeur efficace du courant à la fréquence de modulation
 $I(n'\Delta f)$: Valeur efficace du courant à la fréquence harmonique $n'\Delta f$
 $\Delta f = 15$ Hz, $1 \leq n' < 180$

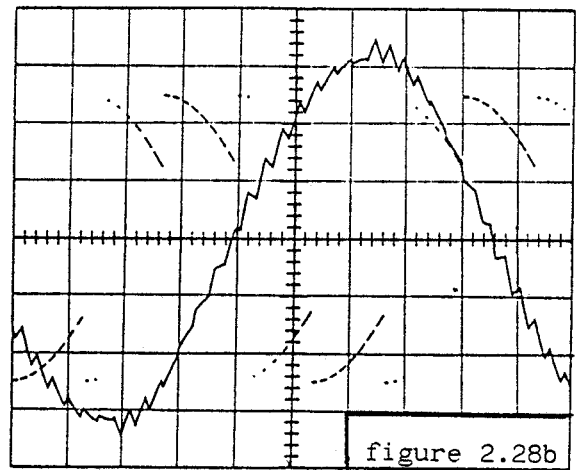
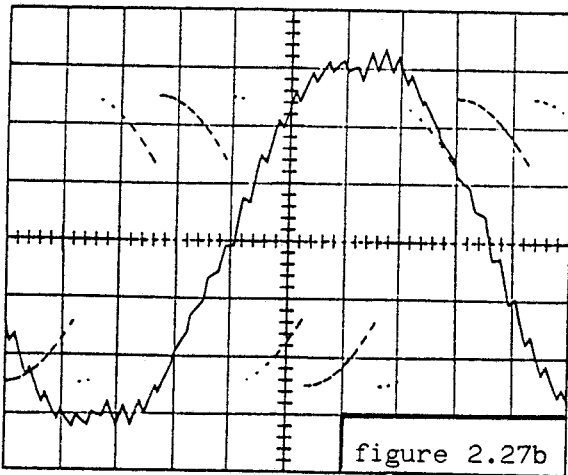
SANS COMPENSATION

AVEC COMPENSATION

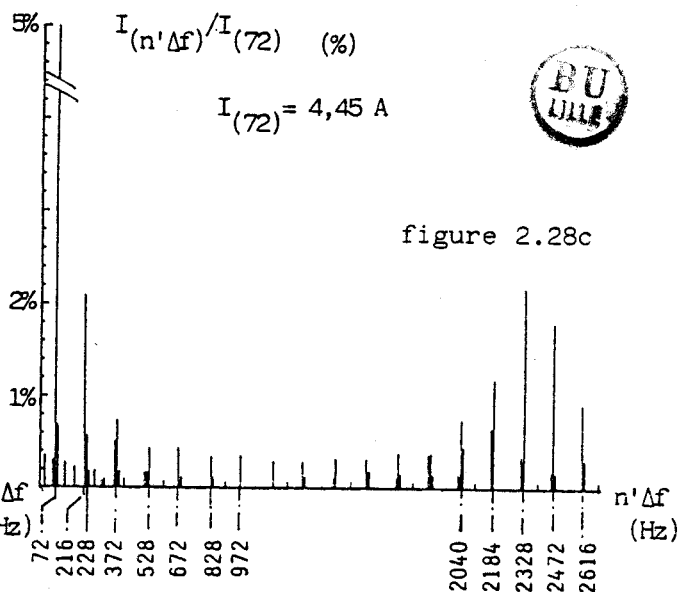
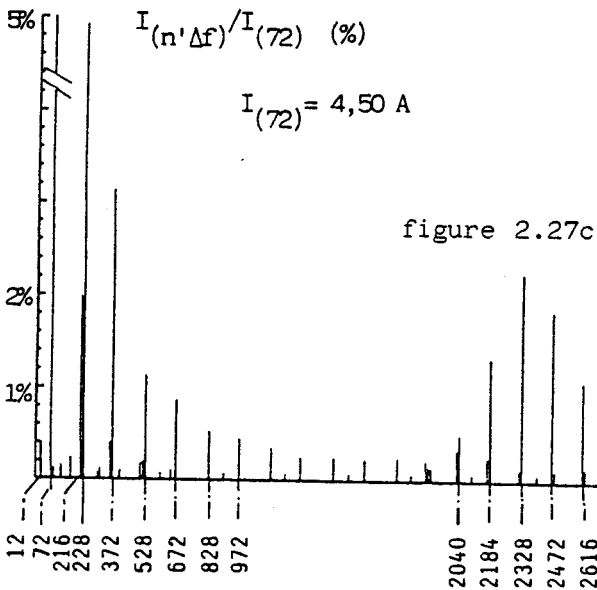
$\theta_0 = 30^\circ$, $K_m = 0,75$, $f_m = 72$ Hz



Echelles:
10 ms/div , 2,5 A/div



Echelles:
10 ms/div , 2 A/div , 125 V/div

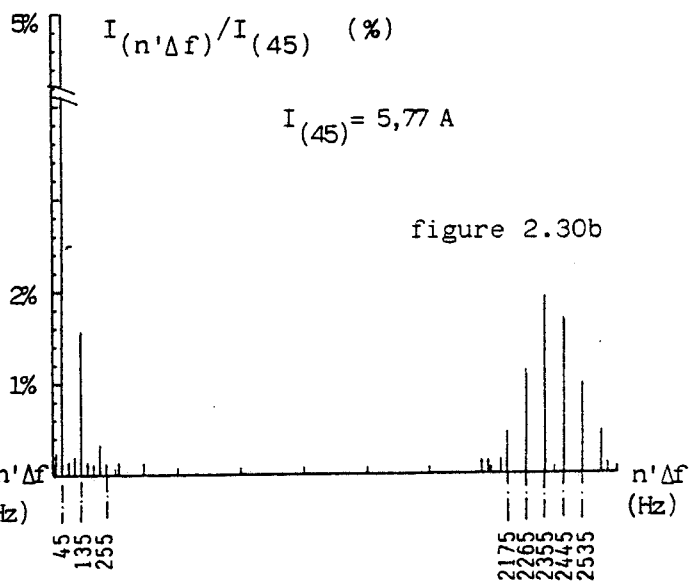
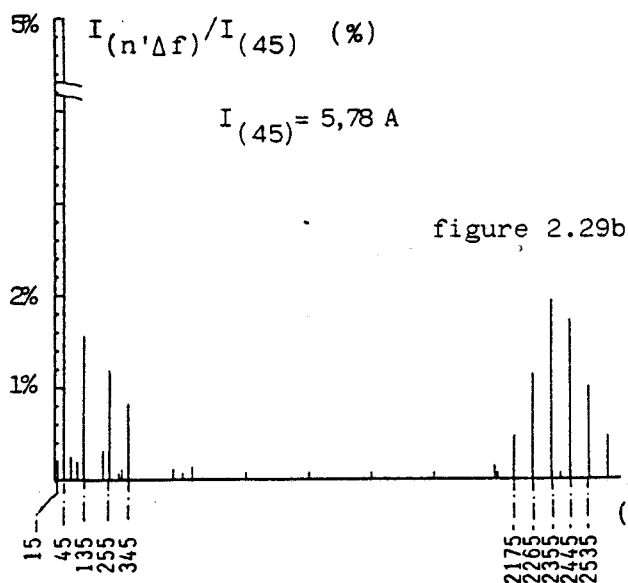
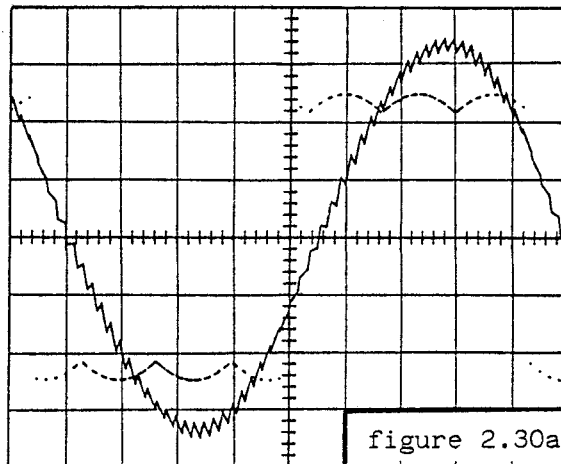
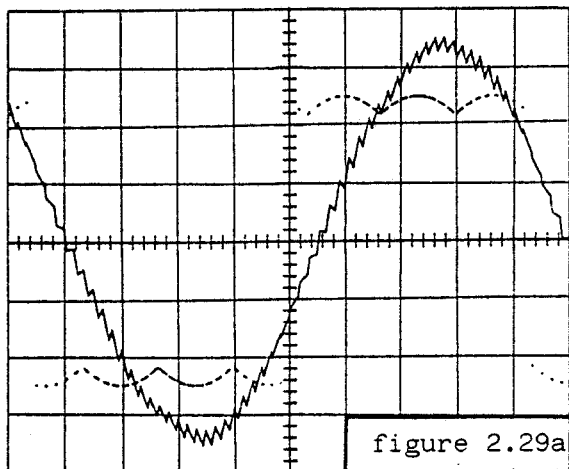


$I_{(72)}$: Valeur efficace du courant à la fréquence de modulation
 $I_{(n'\Delta f)}$: Valeur efficace du courant à la fréquence harmonique $n'\Delta f$
 $\Delta f = 12$ Hz, $1 \leq n' < 220$

SANS COMPENSATION

AVEC COMPENSATION

$$\theta_0 = 0^\circ, K_m = 0,75, f_m = 45 \text{ Hz}$$



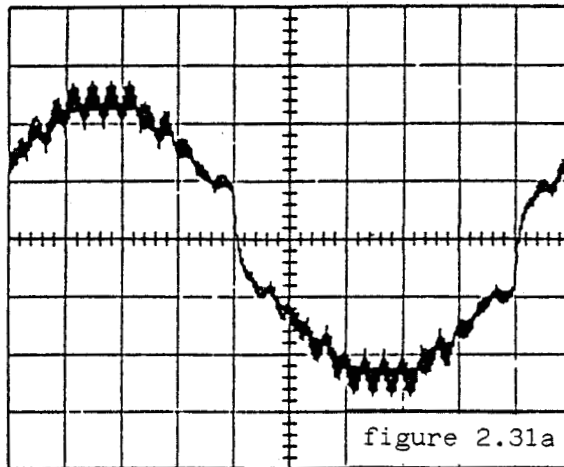
Echelles :

2,5 ms/div , 2 A/div , 125 V/div

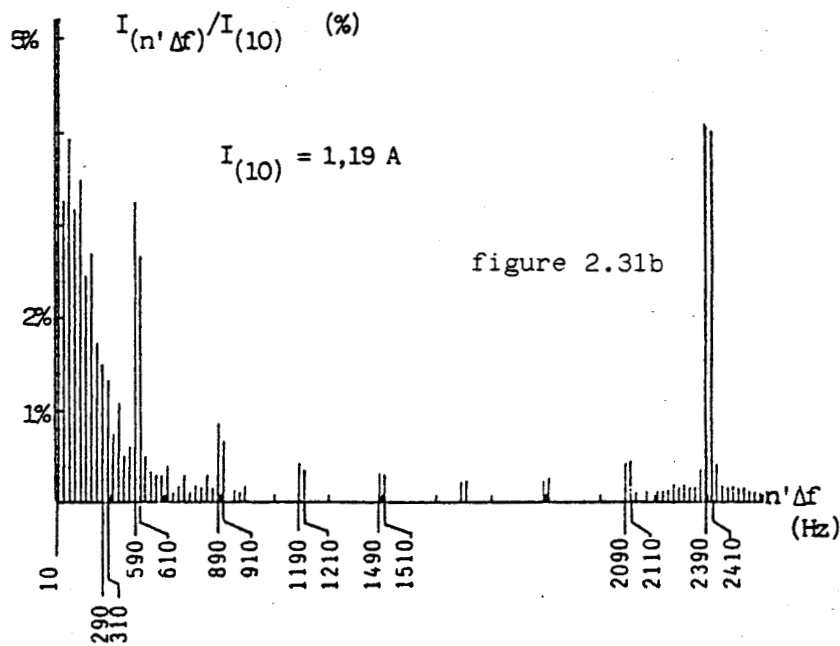


La figure 2.31a représente dans les mêmes conditions de charge que précédemment, le courant de sortie pour une fréquence de modulation de 10Hz et un coefficient $K_m=0,15$. La figure 2.31b donne le spectre du courant correspondant sur lequel nous remarquons l'importance des harmoniques issus de la fréquence de découpage (2400 Hz). Nous pouvons donc prévoir que les contenus harmoniques seront d'autant meilleurs que le coefficient de modulation K_m sera proche de 1 et si ce dernier est faible, la tension de sortie n'est presque plus modulée ce qui provoque ainsi une augmentation de l'amplitude des harmoniques.

$$\theta_0 = 30^\circ, K_m = 0,15, f_m = 10 \text{ Hz}$$



Echelles :
10 ms/div ; 0,75 A/div



$I_{(10)}$: Valeur efficace du courant à la fréquence de modulation
 $I_{(n'\Delta f)}$: Valeur efficace du courant à la fréquence harmonique $n'\Delta f$
 $\Delta f = 10 \text{ Hz} \quad 1 \leq n' < 250$

4- CONCLUSION

L'étude des caractéristiques de l'onde de sortie du convertisseur travaillant avec une séquence de contrôle à motif de tension fixe démontre la supériorité de la commande unipolaire par rapport à la commande bipolaire. D'autre part la loi de compensation détermine pour le

redresseur équivalent un filtrage actif a priori de sa tension de sortie qui peut alors être considérée constante et égale à sa valeur moyenne, à condition que l'angle de retard à l'amorçage soit inférieur à 30° .

L'introduction d'une loi de modulation sinusoïdale du rapport cyclique conduit, en sortie du convertisseur, à une forme d'onde alternative pour la commande unipolaire et c'est dans cet esprit que nous développons, dans le chapitre suivant, l'étude d'un changeur de fréquence alimentant un moteur asynchrone diphasé.

C H A P I T R E 3

ETUDE DE L'ENSEMBLE CHANGEUR DE FREQUENCE MOTEUR DIPHASE

Dans ce chapitre, la description fonctionnelle du montage élémentaire fonctionnant avec un motif de tension fixe est complétée de façon à obtenir un module qui permet de simuler un ensemble générateur de deux ondes déphasées de $\pi/2$ et constituant ainsi un changeur de fréquence diphasé. Après un rappel des équations matricielles régissant le fonctionnement du moteur asynchrone diphasé, un système de contrôle intégrant les contraintes technologiques est proposé.

Le modèle complet est finalement utilisé pour évaluer les performances du système et surtout prévoir les protections en courant du changeur de fréquence fonctionnant en régime dynamique. La réversibilité du dispositif est mise en évidence lors des régimes transitoires.

1 - DESCRIPTION FONCTIONNELLE DU CHANGEUR DE FREQUENCE DIPHASE

Le changeur de fréquence est constitué de deux convertisseurs directs travaillant avec le même retard θ_0 de façon à obtenir en sortie, pour un coefficient de modulation donné, un réseau équilibré alimentant un moteur asynchrone diphasé (figure 3.1).

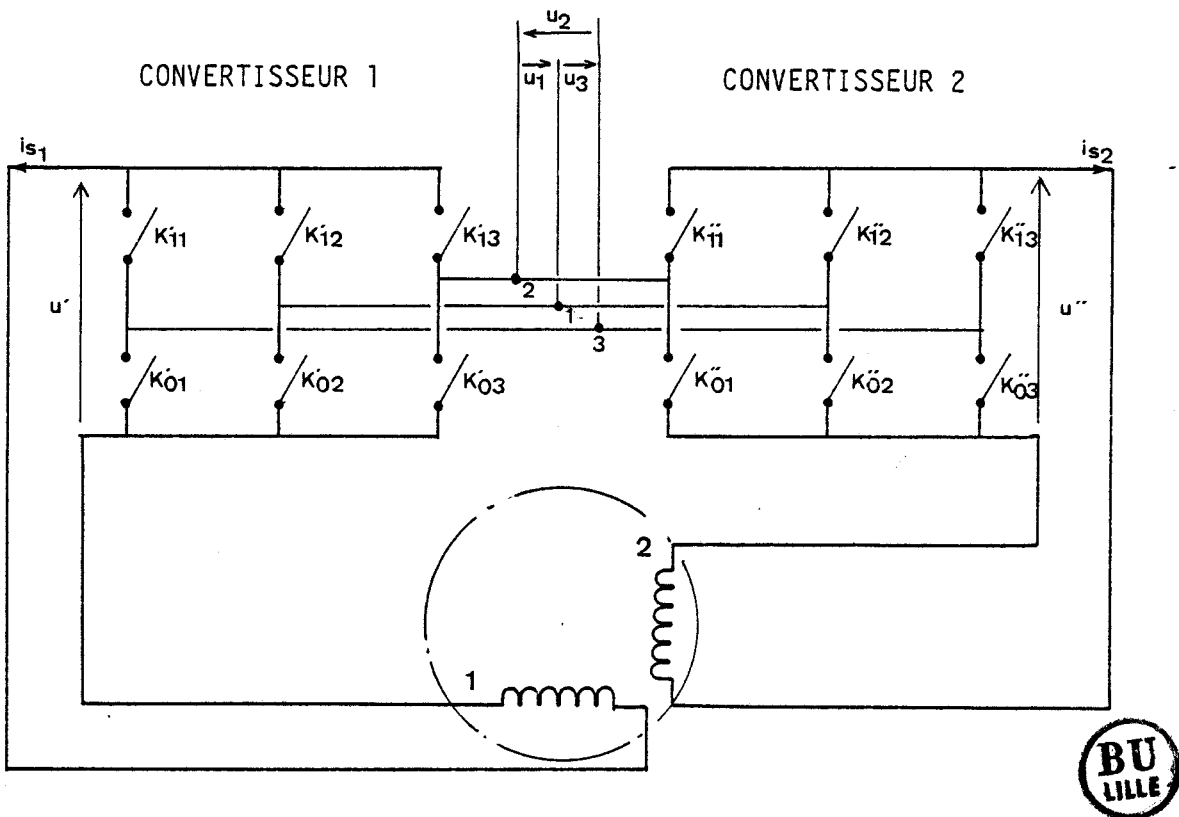


Figure 3.1

Au chapitre 1 nous avons vu que le convertisseur élémentaire présentait les mêmes commutations qu'un ensemble fictif composé d'un bloc redresseur et d'un bloc hacheur synchronisé sur les changements d'état du précédent (figure 1.8). Le schéma de la figure 3.2 montre, pour le dispositif envisagé, le nouvel arrangement fonctionnel dans lequel le bloc de permutation est commun aux deux blocs de commutation. Cette disposition reflète le même choix de l'angle de retard pour chaque montage dont la valeur moyenne de la tension de sortie est réglée indépendamment au moyen du rapport cyclique des hacheurs fictifs.

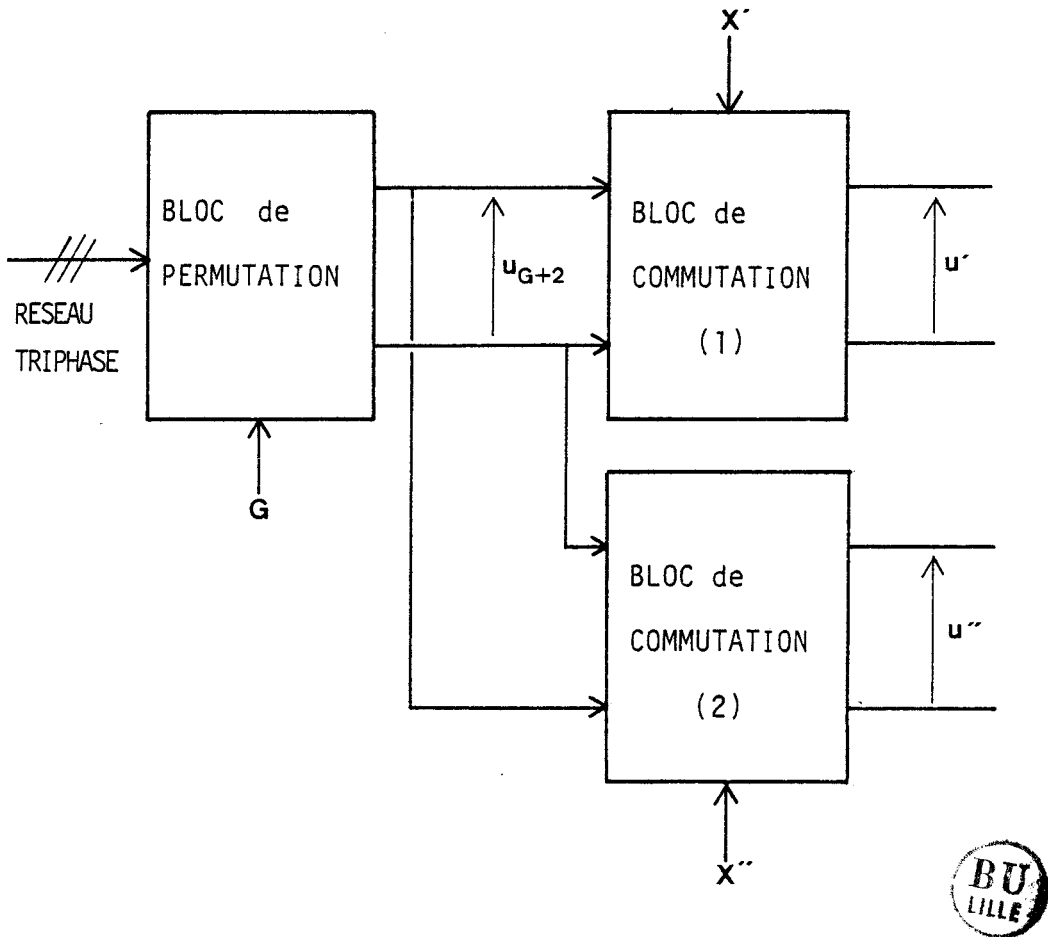


Figure 3.2

Dans ces conditions, les doublets (G, X') et (G, X'') définissent respectivement les tensions de sortie u' et u'' telles que :

$$\begin{aligned} u' &= (X' - 1)u_{G+2} \\ u'' &= (X'' - 1)u_{G+2} \end{aligned} \tag{56}$$

En désignant par S'_1 et S''_1 les signes des grandeurs de commande de chaque convertisseur il vient d'après la relation (12) :

$$\begin{aligned} X' - 1 &= C'(1 - 2S'_1)(1 - 2S) \\ X'' - 1 &= C''(1 - 2S''_1)(1 - 2S) \end{aligned}$$

les expressions données par (56) deviennent donc :

$$\begin{aligned} u' &= C'(1 - 2S'_1)(1 - 2S)u_{G+2} \\ u'' &= C''(1 - 2S''_1)(1 - 2S)u_{G+2} \end{aligned} \tag{57}$$

soit encore en posant :

$$S'_2 = S'_1 \otimes S \quad \text{et} \quad S''_2 = S''_1 \otimes S$$

nous obtenons :

$$\begin{aligned} u' &= C'(1 - 2S'_2)u_{G+2} \\ u'' &= C''(1 - 2S''_2)u_{G+2} \end{aligned} \tag{58}$$

et l'organisation fonctionnelle du changeur de fréquence est donnée figure 3.3 .

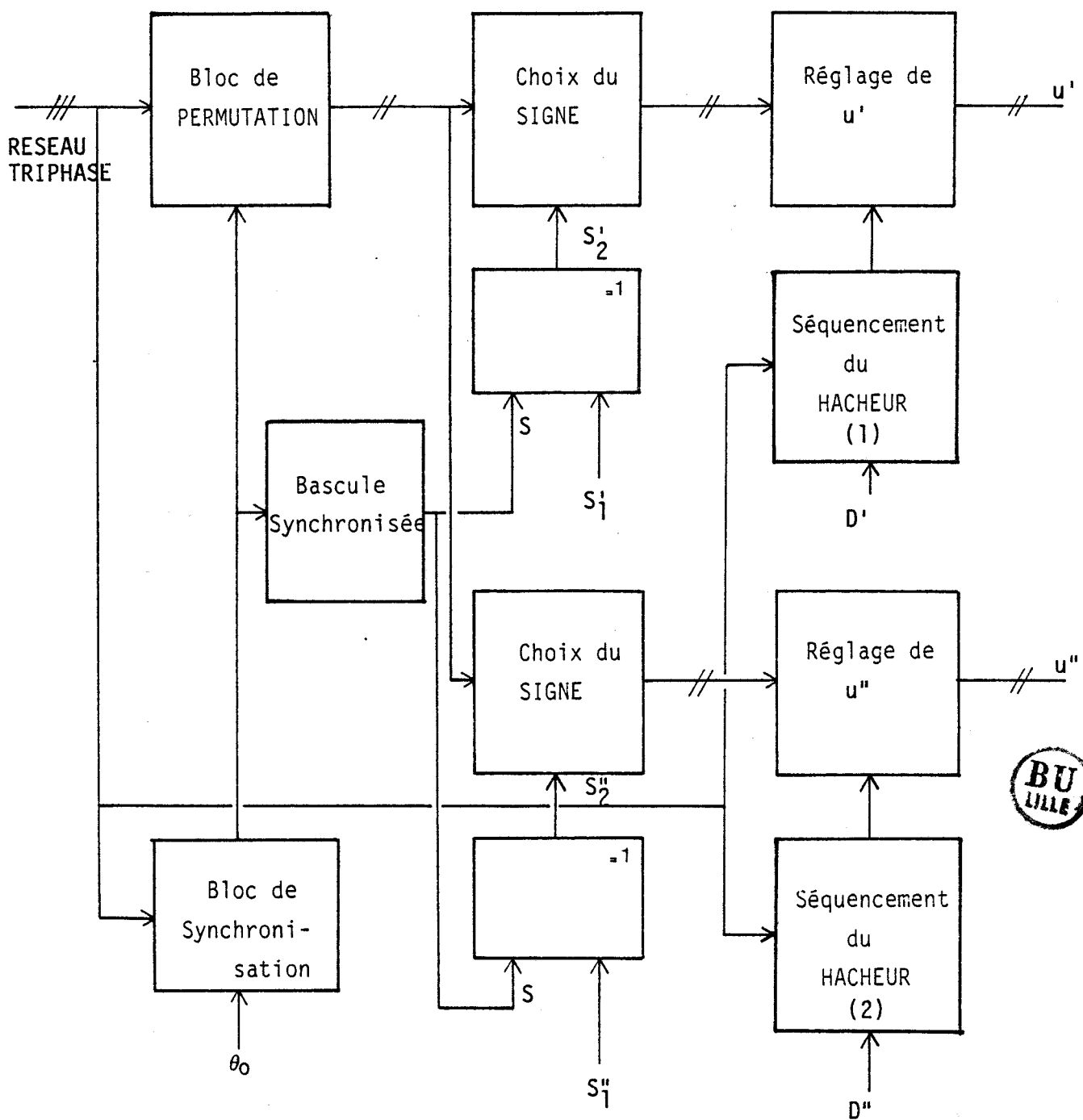


Figure 3.3

Les grandeurs de commande u'_c et u''_c doivent être en quadrature pour que le fondamental \bar{u}_k des tensions de sortie u' et u'' soit déphasé de $\Pi/2$. Nous avons donc :

$$\begin{cases} u'_c = K_m \sin(\omega_m t) \\ u''_c = K_m \cos(\omega_m t) \end{cases} \quad (59)$$

avec

$$K_m = \frac{U_{km} \Pi}{3U_m \cos \theta_0} \quad 0 < K_m < 1$$

Les graphes de la figure 3.4 décrivent la commande synchrone des blocs hacheurs et fixent l'état des variables C' et C'' en tenant compte des rapports cycliques respectifs D'_0 et D''_0 . Ces grandeurs ainsi que les variables signes S'_1 et S''_1 sont élaborées à partir des deux fonctions de modulation telles que :

$$\begin{cases} D'_0 = |u'_c| & D''_0 = |u''_c| \\ S'_1 = \overrightarrow{\text{sgn}(u'_c)} & S''_1 = \overrightarrow{\text{sgn}(u''_c)} \end{cases} \quad (60)$$

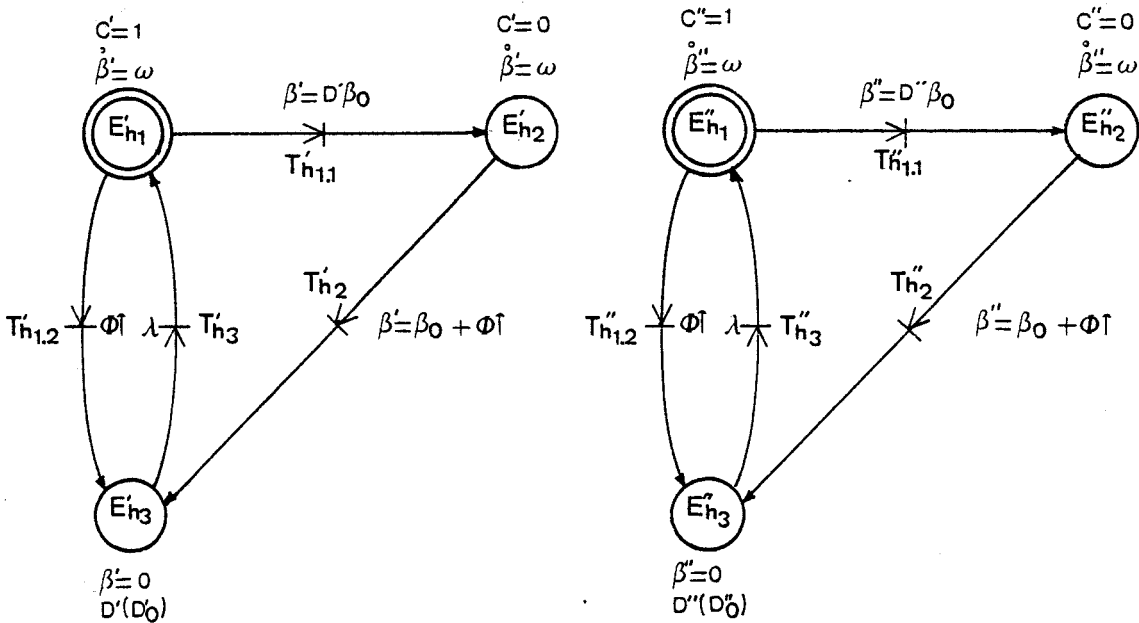


Figure 3.4

2 - MODELISATION DU MOTEUR DIPHAASE

2.1. Hypothèses - Notations

Dans toute l'étude nous considérons les hypothèses suivantes toujours vérifiées :

- répartition sinusoïdale du flux dans l'entrefer,
- absence de saturation et des pertes par hystérésis et courant de Foucault dans le circuit magnétique,
- le rotor à cage est équivalent à un enroulement diphasé ayant le même nombre de pôles que le stator.

Les notations adoptées sont les suivantes :

- R_s, l_s : résistance et inductance propre d'une phase primaire
 R_r, l_r : résistance et inductance propre d'une phase secondaire
 m_{sr} : mutuelle inductance entre la phases du stator et la phase r du rotor ($s \in \{1,2\}$, $r \in \{1,2\}$).
- M : amplitude de m_{sr}
- i_{S_1}, i_{S_2} : courants statoriques
- i_{r_1}, i_{r_2} : courants rotoriques
- u', u'' : tensions appliquées aux phases primaires
- $\Omega = \frac{d\theta'}{dt}$: vitesse du rotor en rd/s
- N_m : vitesse en tr/min $N_m = 30 \Omega / \pi$
- p_p : nombre de paires de pôles

2.2. Equations générales

La machine asynchrone est régie par un système d'équations différentielles d'ordre quatre à coefficients périodiques.

Les équations de fonctionnement de la machine réelle s'écrivent : (figure 3.5).

$$[U] = [R] [I] + \frac{d}{dt} [\emptyset] \quad (61)$$

avec

$$[U]^T = [u', u'', 0, 0]$$

$$[I]^T = [i_{s_1}, i_{s_2}, i_{r_1}, i_{r_2}]$$

$$[\emptyset]^T = [\emptyset_{s_1}^1, \emptyset_{s_2}^2, \emptyset_{r_1}^1, \emptyset_{r_2}^2]$$

$$[R] = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 & 0 \\ 0 & 0 & R_r & 0 \\ 0 & 0 & 0 & R_r \end{bmatrix}$$

$[\emptyset]$ représente la matrice des flux réels telle que :

$$\begin{bmatrix} \emptyset_{s_1} \\ \emptyset_{s_2} \\ \emptyset_{r_1} \\ \emptyset_{r_2} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} l_s & 0 & m_{11} & m_{12} \\ 0 & l_s & m_{21} & m_{22} \\ m_{11} & m_{21} & l_r & 0 \\ m_{12} & m_{22} & 0 & l_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{s_1} \\ i_{s_2} \\ i_{r_1} \\ i_{r_2} \end{bmatrix}$$

Les valeurs des quatre mutuelles inductances sont égales à :

$$\begin{aligned} m_{11} &= M \cos(p_p \theta') & , m_{12} &= M \cos(p_p \theta' + \frac{\pi}{2}) = -M \sin(p_p \theta') \\ m_{21} &= M \cos(p_p \theta' - \frac{\pi}{2}) = M \sin(p_p \theta') & , m_{22} &= M \cos(p_p \theta') \end{aligned}$$

Nous effectuons une transformation de Park qui permet de simplifier considérablement la résolution du système d'équations différentielles (61) à coefficients non constants en le remplaçant par un système à coefficients constants.

2.3. Equations de Park

Nous considérons un référentiel lié au stator non modifié et nous appliquons la transformation de Park /34/ au rotor. L'axe direct peut être choisi en coïncidence avec l'un des deux enroulements statoriques. Dans le cas de la figure 3.5 le fonctionnement de la machine équivalente est régi par le système d'équations différentielles suivant :

$$[U] = [R'] [I'] + [L'] \frac{d}{dt} [I'] + p_p \frac{d\theta'}{dt} [\alpha'] [L'] [I'] \quad (62)$$

avec

$$\begin{aligned} [U]^T &= [u', u'', 0, 0] \\ [I']^T &= [i_{s_1}, i_{s_2}, i_{r_d}, i_{r_q}] \\ [R'] &= [R]^1 \end{aligned}$$

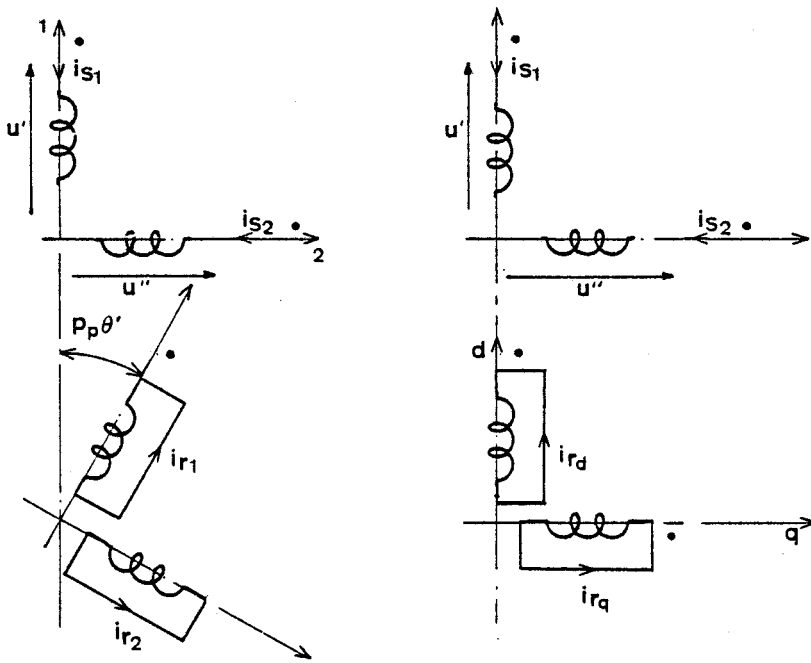


Figure 3.5

$$[L'] = \begin{bmatrix} l_s & 0 & M & 0 \\ 0 & l_s & 0 & M \\ M & 0 & l_r & 0 \\ 0 & M & 0 & l_r \end{bmatrix}, \quad [\alpha'] = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & -1 & 0 \end{bmatrix}$$

Dans le formalisme de Park le couple électromagnétique a pour expression :

$$C_e = p_p (\phi_{r_q} i_{r_d} - \phi_{r_d} i_{r_q})$$

avec

$$\begin{bmatrix} \phi_{r_d} \\ \phi_{r_q} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} M & 0 & l_r & 0 \\ 0 & M & 0 & l_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{s_1} \\ i_{s_2} \\ i_{r_d} \\ i_{r_q} \end{bmatrix}$$



d'où l'expression du couple suivante :

$$C_e = p_p M [i_{r_d} i_{s_2} - i_{r_q} i_{s_1}] \tag{63}$$

En annexe VI nous donnons le changement de variable à effectuer dans les équations rotoriques pour un moteur à cage /35/.

2.4. Equation mécanique

Le couple des forces électromagnétiques C_e équilibre le couple de la charge mécanique C_m tel que :

$$C_e = C_m$$

avec

$$C_m = J_m \frac{d\Omega}{dt} + C_f + C_r(\Omega) \quad (64)$$

et

J_m : moment d'inertie

C_f = couple de frottements secs

$C_r(\Omega)$: couple de charge

Dans la simulation le système d'équations différentielles électriques (62) est résolu par la méthode d'intégration numérique de Runge-Kutta d'ordre 4 et l'équation différentielle mécanique par la méthode d'Euler /25/.

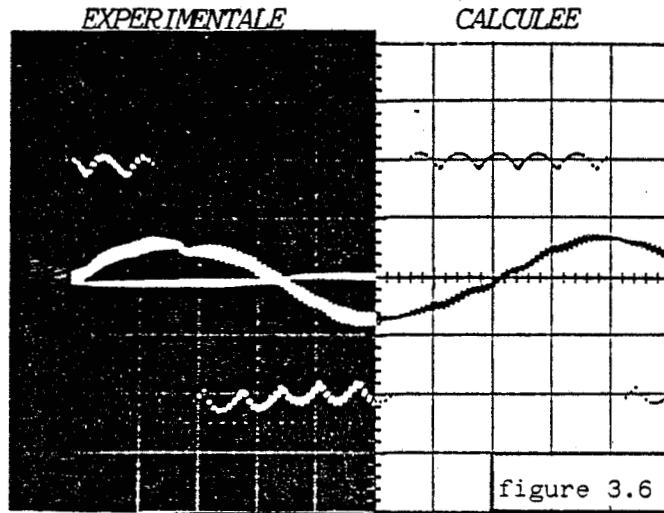
3 - VALIDATION DU MODELE CHANGEUR DE FREQUENCE - MOTEUR ASYNCHRONE

Les résultats présentés portent sur un moteur asynchrone diphasé de 4 CV à cage. En Annexe VII nous donnons les méthodes de mesure permettant de relever les caractéristiques du moteur considéré /5/.

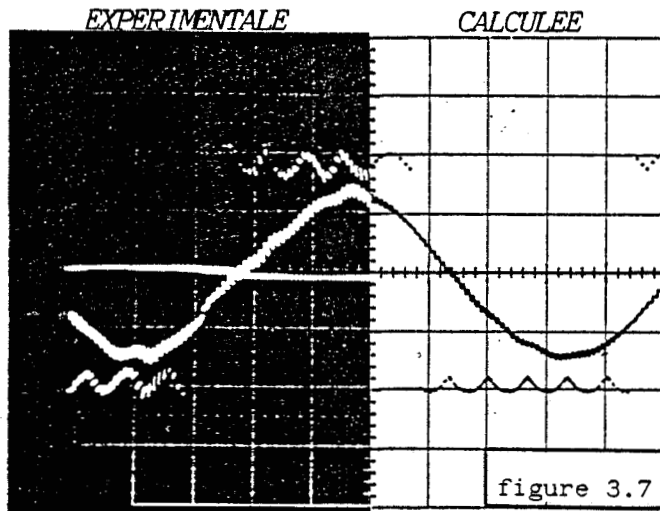
$$\begin{aligned} l_s &= 159 \text{ mH} & J_m &= 0,05 \text{ m}^2\text{kg} \\ R_s &= 1,3 \ \Omega \\ \frac{R_r}{l_r} &= 4,9 \text{ s}^{-1} \\ \frac{M^2}{l_r} &= 142 \text{ mH} \\ C_f &= 1 \text{ mN} \end{aligned}$$

Les figures 3.6, 3.7 et 3.8 représentent les formes d'ondes expérimentales et calculées des grandeurs de sortie (tension, courant) pour différentes conditions de charge et de fréquence de consigne, les conditions de réglage des convertisseurs étant les suivantes :

$$U_m = 205 \text{ V}, f_c = 2400 \text{ Hz}, \theta_o = 0, K_{m(32\text{Hz})} = 0,95$$



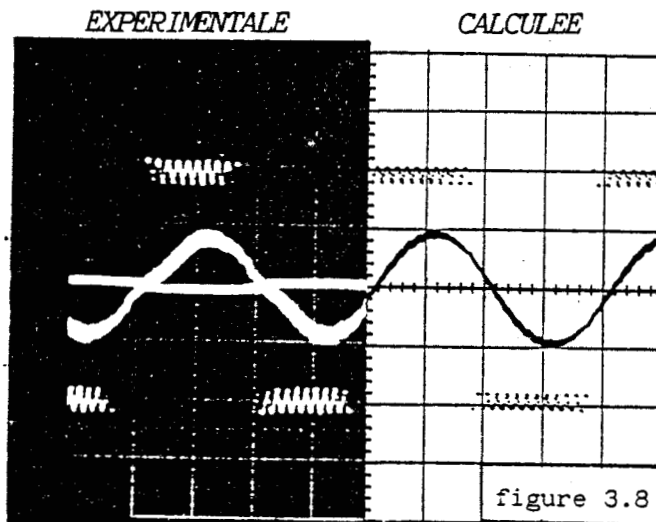
$$f_{m(\text{consigne})} = 27,6 \text{ Hz} , C_r = 2 \text{ Nm}$$



$$f_{m(\text{consigne})} = 27,6 \text{ Hz} , C_r = 15 \text{ Nm}$$

ECHELLES :

5 ms/div , 100 V/div , 10 A/div



$$f_{m(\text{consigne})} = 12,4 \text{ Hz} , C_r = 6 \text{ Nm}$$

ECHELLES :

20 ms/div , 100 V/div , 10 A/div

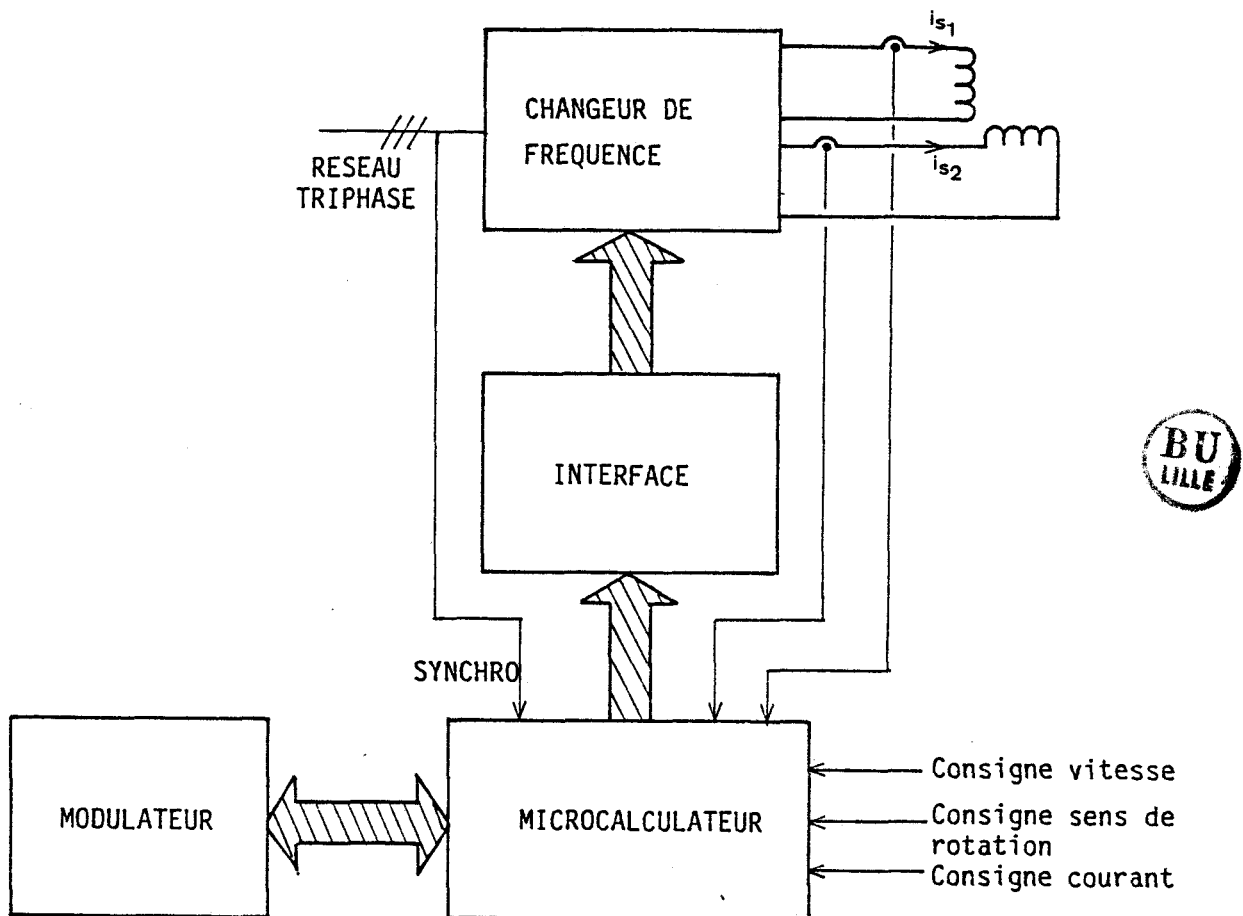


Il apparait entre les résultats expérimentaux et calculés une concordance très satisfaisante dans l'évolution des grandeurs électriques considérées. Le seul écart notable s'observe sur l'amplitude des ondulations due au découpage.

4 - CONTROLE DE LA VITESSE DU MOTEUR ASYNCHRONE /33/

L'architecture du dispositif numérique de contrôle rapproché du convertisseur est bâtie autour d'un microcalculateur, celle-ci découlant directement de la description effectuée au chapitre 1. La valeur moyenne de la tension aux bornes de la machine est échantillonnée à la fréquence des hacheurs fictifs dont les rapports cycliques déterminés à partir des fonctions de modulation u'_c et u''_c constituent les grandeurs de réglage du système.

Les variables u'_c et u''_c dépendent des informations de consigne de vitesse (f_m (consigne)) de sens de rotation (S_r), de courant (I_{max}, I_o) ainsi que la valeur des courants i_{s1} et i_{s2} (figure 3.9).



- Figure 3.9

4.1. Choix d'une stratégie de commande du rapport cyclique

Pour répondre aux contraintes de fonctionnement optimal de la machine asynchrone en vitesse variable, il est nécessaire de maintenir l'amplitude du flux constante indépendamment de sa vitesse de rotation dans l'entrefer. La stratégie retenue consiste à moduler sinusoidalement les tensions appliquées aux enroulements, en liant l'amplitude des signaux de commande à la fréquence des courants statoriques (f_m).

Le fondamental de la tension appliquée aux enroulements primaires dont on néglige les résistances, est attaché au flux par la relation suivante :

$$U_{km} = Cte \omega_m \psi_m$$

avec

$$\omega_m = 2 \pi f_m$$

$$U_{km} = \text{amplitude du fondamental}$$

$$\psi_m = \text{flux dans l'entrefer}$$

Le rapport U_{km}/f_m devant être constant il vient d'après la relation (40)

$$\frac{K_m}{f_m} = \lambda' = \text{constante de modulation} \quad (65)$$

Nous proposons maintenant une solution satisfaisant cette condition indépendamment de la fréquence de fonctionnement.

L'objectif visé peut être atteint en dérivant les signaux de base suivants :

$$\begin{cases} u'_b = -\lambda' \cos(\omega_m t) \\ u''_b = \lambda' \sin(\omega_m t) \end{cases} \quad (66)$$

d'où

$$\begin{cases} du'_b/dt = \lambda' \omega_m \sin(\omega_m t) \\ du''_b/dt = \lambda' \omega_m \cos(\omega_m t) \end{cases} \quad (67)$$

sachant que $K_m = \lambda' \omega_m$ il vient

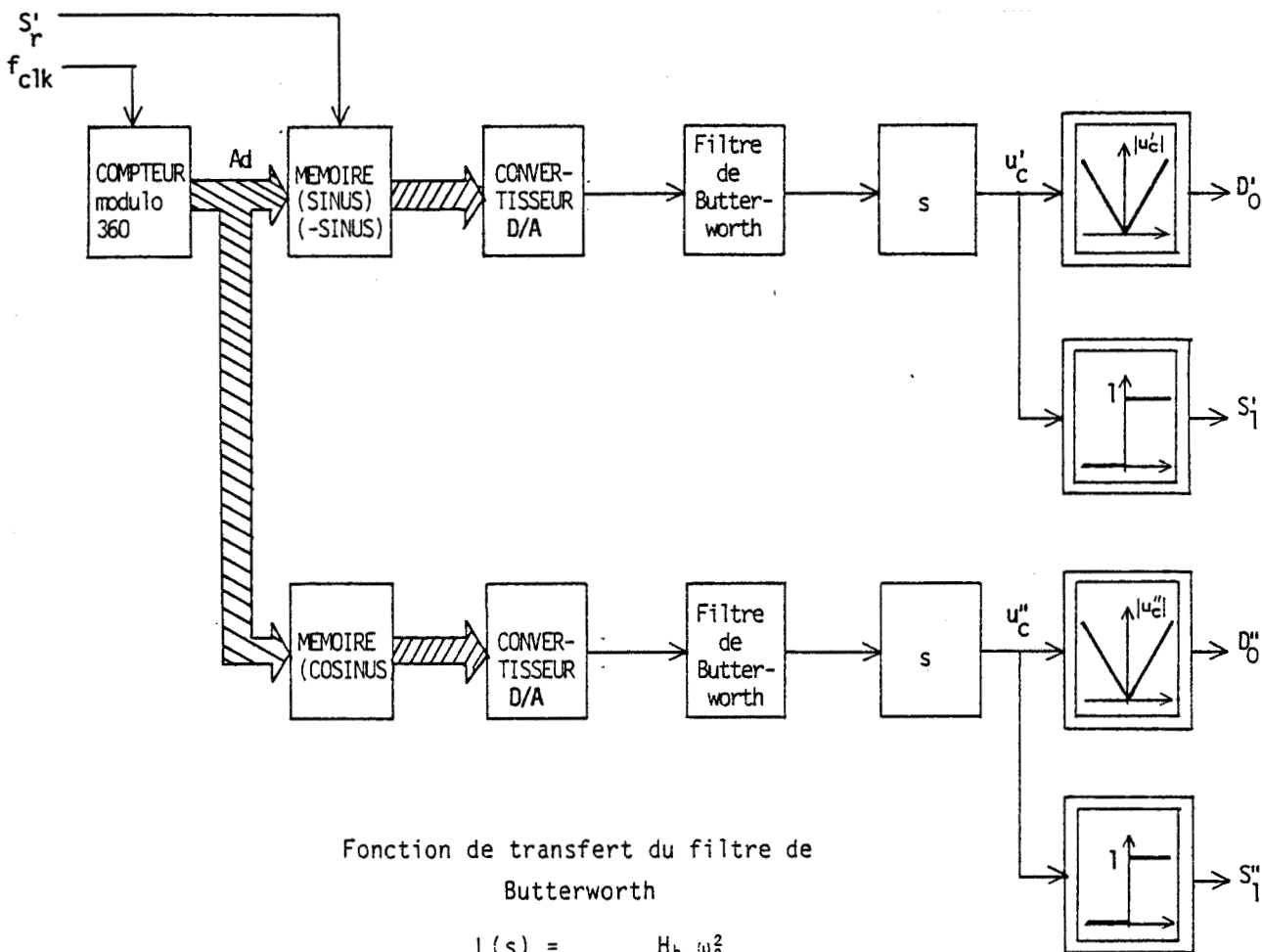
$$\begin{cases} du'_b/dt = K_m \sin(\omega_m t) \\ du''_b/dt = K_m \cos(\omega_m t) \end{cases} \quad (68)$$

La comparaison entre les relations (68) et (59) montre que les signaux de base ainsi définis servent à l'élaboration de D'_o , D''_o , S'_1 , S''_1 tels que :

$$D'_o = \left| \frac{du'_b}{dt} \right| \quad , \quad D''_o = \left| \frac{du''_b}{dt} \right| \quad (69)$$

$$S'_1 = \overline{\text{sgn} (du'_b/dt)} \quad , \quad S''_1 = \overline{\text{sgn} (du''_b/dt)} \quad (70)$$

Les fonctions définies par les relations (69) et (70) sont élaborées au moyen d'une structure hybride réalisée à partir de composants numériques et analogiques choisis en raison de leur facilité de mise en oeuvre face aux fonctions à réaliser (figure 3.10).



Fonction de transfert du filtre de Butterworth

$$L(s) = \frac{H_b \omega_0^2}{s^2 + a s \omega_0 + \omega_0^2}$$

s : opérateur de Laplace

$$a = \sqrt{2}$$

Figure 3.10

Les lignes trigonométriques sinus et cosinus sont tabulées dans deux mémoires dont les adresses (A_d) correspondent aux sorties d'un compteur modulo 360, la fréquence d'horloge de celui-ci (f_{clk}) caractérise alors la grandeur d'entrée du système. Le signe de la fonction sinus sélectionné par S'_r fixe le sens de rotation de la machine.

Les mots issus des mémoires sont transformés en signaux analogiques puis dérivés et filtrés pour donner les fonctions de modulation du rapport cyclique des deux convertisseurs. Leurs valeurs absolues déterminent, comme précédemment, D'_o et D''_o et la comparaison par rapport à zéro donne les variables binaires S'_1 et S''_1 . La fréquence de coupure des filtres de Butterworth (f_o) d'ordre 2 utilisés, fixée au delà de la fréquence de modulation maximale (f_{max}) élimine les effets de la quantification due à la tabulation des fonctions trigonométriques et le gain H_b doit être choisi en fonction du gain global de la chaîne de sorte que :

$$K_{m(f_{max})} = K_{m(max)} \quad \text{avec} \quad K_{m(max)} < 1 \quad (71)$$

Le signal de commande f_{clk} du modulateur est élaboré par le système microinformatique qui sera décrit ultérieurement.

4.2 Principe de la mise en vitesse

La mise en vitesse du moteur doit s'effectuer en respectant la limitation en courant imposée par les semi-conducteurs. Pour satisfaire à cette condition, la pente en fonction du temps de la fréquence de modulation (df_m/dt) doit être limitée. Lorsque le courant dans l'une des phases statoriques (i_{s1}, i_{s2}) atteint une valeur fixée à I_1 un changement de signe intervient sur cette pente. Pour éviter les oscillations de la grandeur de réglage du système (f_{clk}) on introduit un comparateur avec un hystérésis de largeur $2\varepsilon'_2$ telle que :

$$\varepsilon'_2 = |I_1 - I_0| \quad (72)$$

I_0 est la référence choisie pour le courant maximum.

Si malgré cette action le courant maximal admissible par les semi-conducteurs (I_{max}) est atteint, un arrêt d'urgence (signal SUR)

provoque automatiquement le blocage simultané de tous les transistors du changeur de fréquence. Il est ainsi possible de procéder à une nouvelle mise en vitesse avec une accélération plus faible après réinitialisation de l'ensemble (RAZ).

Nous sommes donc conduits au schéma fonctionnel de la figure 3.11 sur lequel apparait la nature numérique du contrôle grâce à deux échantillonneurs de période T_e qui déterminent la vitesse de variation maximale de la fréquence de modulation et à un échantillonneur de période T'_e qui permet de reproduire le fonctionnement intrinsèque du compteur élaborant la fréquence de commande du modulateur (Annexe VIII).

Toutes les grandeurs sont quantifiées sur huit bits et si $f_{\max} = 51$ Hz nous pouvons déterminer le quantum $\Delta f'$ de la fréquence qui est alors égal à :

$$\Delta f' = \frac{f_{\max}}{255} = 0,2 \text{ Hz} \quad (73)$$

La période d'échantillonnage T_e dépend alors de la pente (df_m/dt) retenue, nous avons donc :

$$T_e = \frac{\Delta f'}{(df_m/dt)} \quad \text{et} \quad f_e = \frac{1}{T_e} \quad (74)$$

La fréquence de commande du modulateur égale à :

$$f_{\text{clk}} = 360 f_m \quad (75)$$

permet de calculer T'_e fixée à l'instant de la fermeture de l'échantillonneur correspondant soit :

$$T'_e = \frac{1}{f_{\text{clk}}} \quad (76)$$

Les rapports cycliques donnés par la relation 69 sont également représentés par des octets de sorte que leurs valeurs quantifiées a pour expression :

$$D_{\text{oq}}^{(a)} = \frac{\text{INT} (255 D_o^{(a)})}{255} \quad a \in \{1,2\} \quad (77)$$

ou INT (x) désigne la partie entière de x.

Les grandeurs w_4 et w_5 représentent les courants redressés circulant dans chacune des phases du moteur et w_0 la valeur maximale instantannée de ces deux grandeurs redressées. w_1 élaborée à partir de l'écart ϵ_1 entre la fréquence de consigne et la fréquence statorique fixe le taux d'intégration et w_2 détermine le signe de la pente df_m/dt en fonction de l'écart ϵ_2 entre I_0 et w_0 .

La multiplication de ces grandeurs donnent w_3 et un intégrateur de période d'échantillonnage T_e élabore la fréquence de modulation dont les butées hautes et basses (f_{max} et f_{min}) sont fixées par un détecteur de seuil (NL1) adjoint à un commutateur (NL2).

Si l'un des courants dépasse le seuil maximum autorisé par les semi-conducteurs (I_{max}), le changement d'état de la variable "SUR" provoque la disjonction complète du système.

4.3. Organisation structurelle /36/

D'une manière générale un convertisseur statique est un ensemble d'interrupteurs placé à l'intersection de deux axes (figure 3.12).

- Un axe de puissance qui fait intervenir la source, les interrupteurs et la charge
- Un axe de contrôle sur lequel sont élaborés les ordres de fermeture et d'ouverture des interrupteurs (contrôle rapproché) ainsi que les grandeurs de réglage nécessaires à l'ensemble (contrôle éloigné).

Nous donnons figure 3.13 l'organisation structurelle du système complet de l'ensemble étudié, celle-ci met en évidence les parties opératives (PO) et commande (PC) ainsi que les variables binaires ou continues qui participent aux dialogues entre celles-ci. Ces dialogues sont nécessaires pour assurer non seulement le fonctionnement normal du changeur de fréquence mais aussi sa protection en cas de surcharge. Une variable d'initialisation (RAZ) est alors nécessaire pour reconfigurer le système chaque fois qu'une surintensité (SUR) est prise en compte.

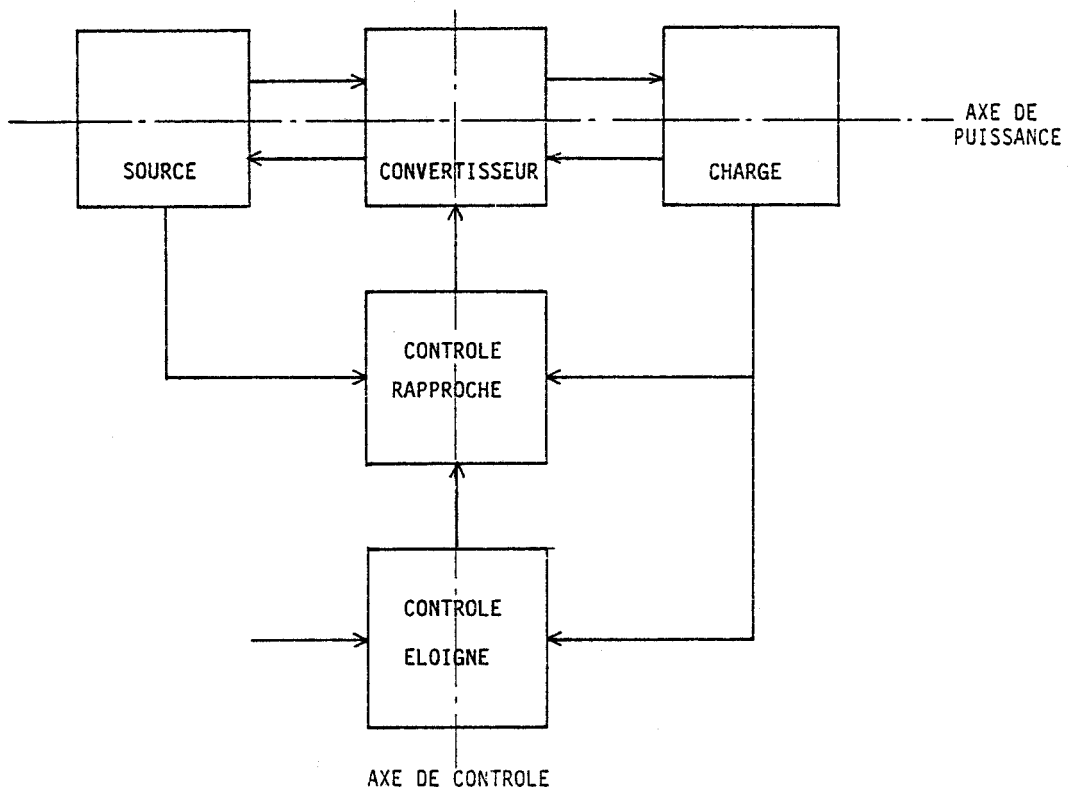


Figure 3.12

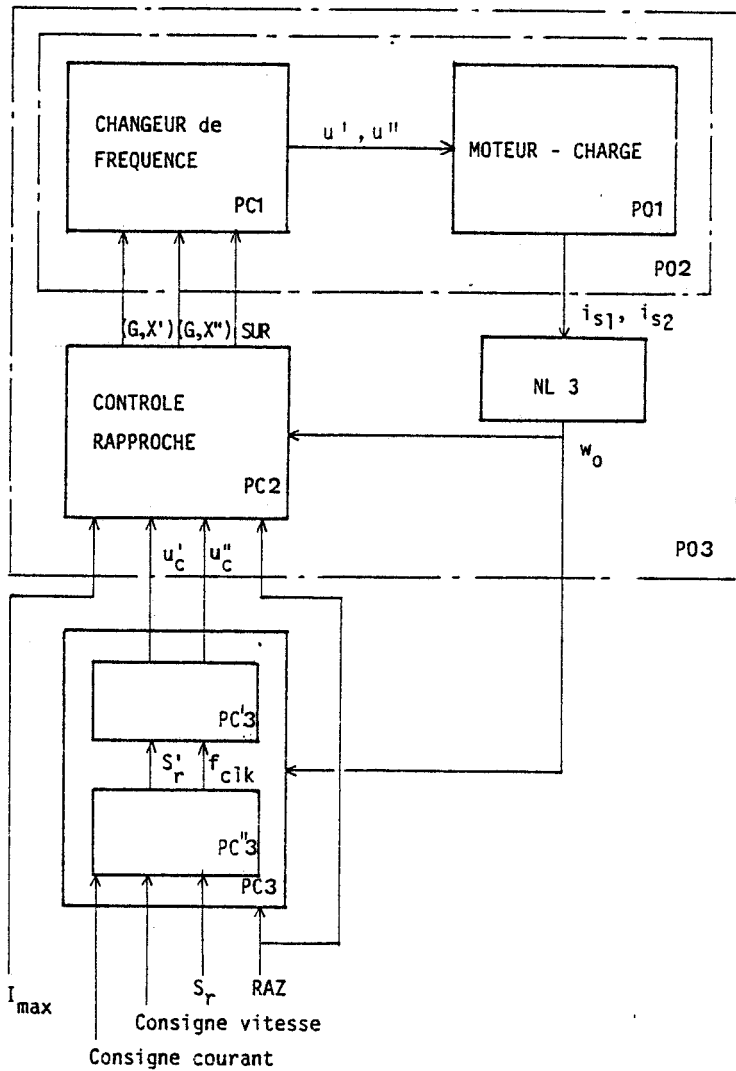


Figure 3.13

Le moteur associé à sa charge constitue une partie opérative P01 pour le changeur de fréquence qui représente alors une partie commande PC1. Du fait de la nature particulière du convertisseur employé (interrupteurs totalement contrôlés), l'échange entre P01 et PC1 est unidirectionnel.

Une partie opérative P02 regroupe les sous-systèmes PC1 et P01. Celle-ci est associée au dispositif de commande rapprochée PC2.

Cette démarche est répétée pour l'ensemble P02, PC2 qui figure ainsi une troisième partie P03. La partie commande PC3 regroupe les parties PC'3 et PC''3. Le dispositif de commande PC''3 contrôlé par PC'3 élabore les fonctions de modulation à partir desquelles sont déterminées les rapports cycliques D'_0 , D''_0 ainsi que les grandeurs binaires S'_1 et S''_1 .

Les graphes de contrôle des parties commandes sont représentés figure 3.14.

Les graphes de contrôle correspondants à PC'3 déterminent les grandeurs f_{clk} et S'_r du modulateur. Les graphes a, b, c décrivent le fonctionnement du système de contrôle représenté figure 3.11, le graphe d valide le sens de rotation lorsque la vitesse de rotation de la machine est inférieure à Ω_{min} et que $f_m = f_{min}$. Si la vitesse de rotation est quantifiée sur 255 incréments nous choisissons :

$$\Omega_{min} = \frac{\Omega_{max}}{255} \quad (78)$$

et si $\Omega_{max} = 157 \text{ rd/s}$ il vient

$$\Omega_{min} = 0,616 \text{ rd/s}$$

Le graphe de PC''3(e) décrit le fonctionnement du compteur modulo 360 et calcule l'adresse A_d des tables contenant les lignes trigonométriques sinus et cosinus quantifiée sur huit bits ($\text{Sin}_q(A_d)$ et $\text{Cos}_q(A_d)$). La disposition choisie conduit à une correspondance unitaire entre l'angle et l'adresse A_d .

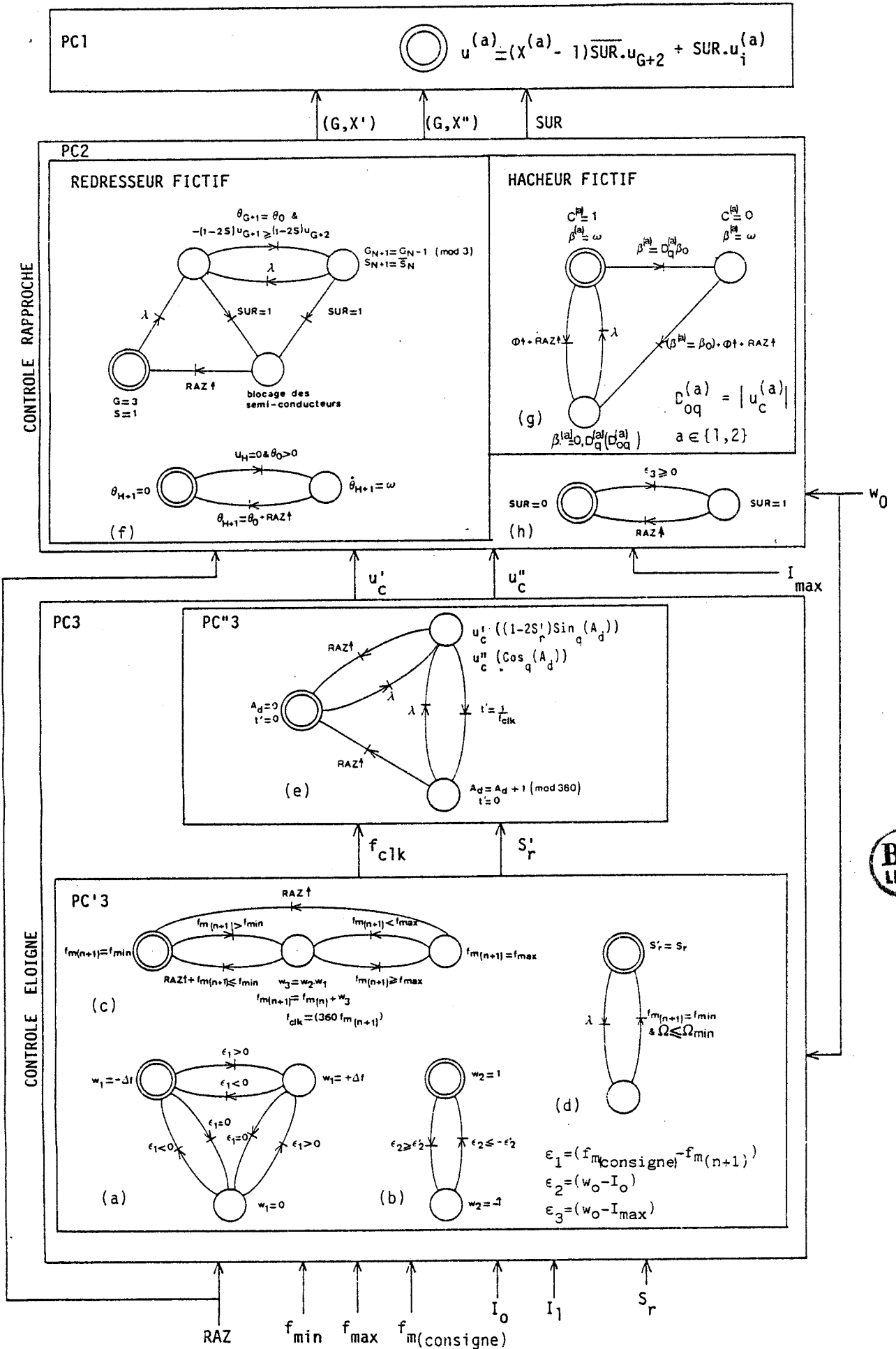


Figure 3.14

La variable S'_r permet d'agir sur le sens de rotation en inversant le signe d'une des deux lignes trigonométriques. Les signaux u'_c et u''_c donnés par l'expression (68) s'obtiennent numériquement en résolvant les équations différentielles correspondantes.

Les graphes associés au contrôle rapproché (f,g) élaborent les variables binaires C' , C'' , S'_2 , S''_2 et l'indice de permutation G qui permettent ainsi la détermination des doublets (G,X') et (G,X'') ($a \in \{1,2\}$) et le groupe d'éléments contrôlés nous pouvons donc déduire pour chaque convertisseur, grâce à un transcodage adapté, la séquence de commande de chacun des six interrupteurs qui le composent. Dans la décomposition fonctionnelle effectuée au chapitre 1 nous avons envisagé neuf états contrôlés distincts partitionnés en trois classes X . Dans ces conditions la tension $u^{(a)}$ a pour expression :

$$u^{(a)} = \overline{\text{SUR}} (X^{(a)} - 1) u_{G+2}$$

L'introduction d'un dixième état contrôlé qui consiste à supprimer toutes les liaisons entre le convertisseur et la charge doit être envisagé. Cette configuration est requise toutes les fois qu'un signal de surintensité (SUR) est élaboré par le graphe h. L'expression de la tension de sortie devient donc :

$$u^{(a)} = \overline{\text{SUR}} (X^{(a)} - 1) u_{G+2} + \text{SUR} u_i^{(a)} \quad (79)$$

ou $u_i^{(a)}$ représente la tension induite aux bornes d'une phase par la charge dans le cas où celle-ci est réactive (Impulsion de Dirac).

Dans le cas où l'on considère des interrupteurs totalement contrôlés le graphe de contrôle correspondant à PC1 ne comporte qu'une seule étape.

4.4. Méthode de simulation globale

L'insertion du sous-programme de régulation au modèle numérique déjà établi pour la partie puissance correspond à la transcription des réseaux PC3 et conduit ainsi à l'organigramme de simulation global de l'ensemble étudié (figure 3.15a). La figure 3.15b précise alors la solution adoptée pour rendre compte des évolutions simultanées de PC'3 et PC"3.

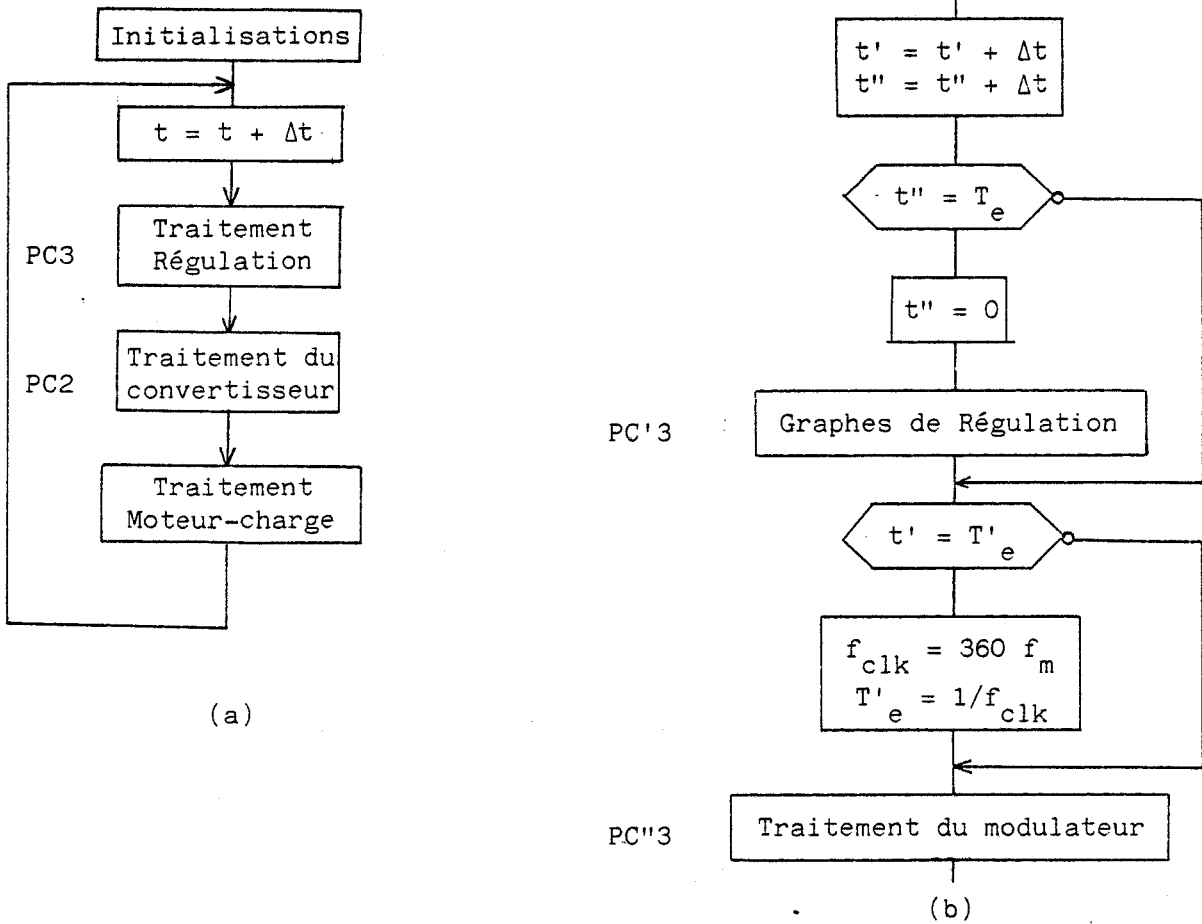


Figure 3.15

4.5. Etude du régime dynamique

Lors des différentes simulations le courant de référence maximum I_o est fixé à 20 A et si nous adoptons un hystérésis de 2 A le courant I_1 est égal à 21 A. Le courant I_{max} est choisi égal à 30 A.

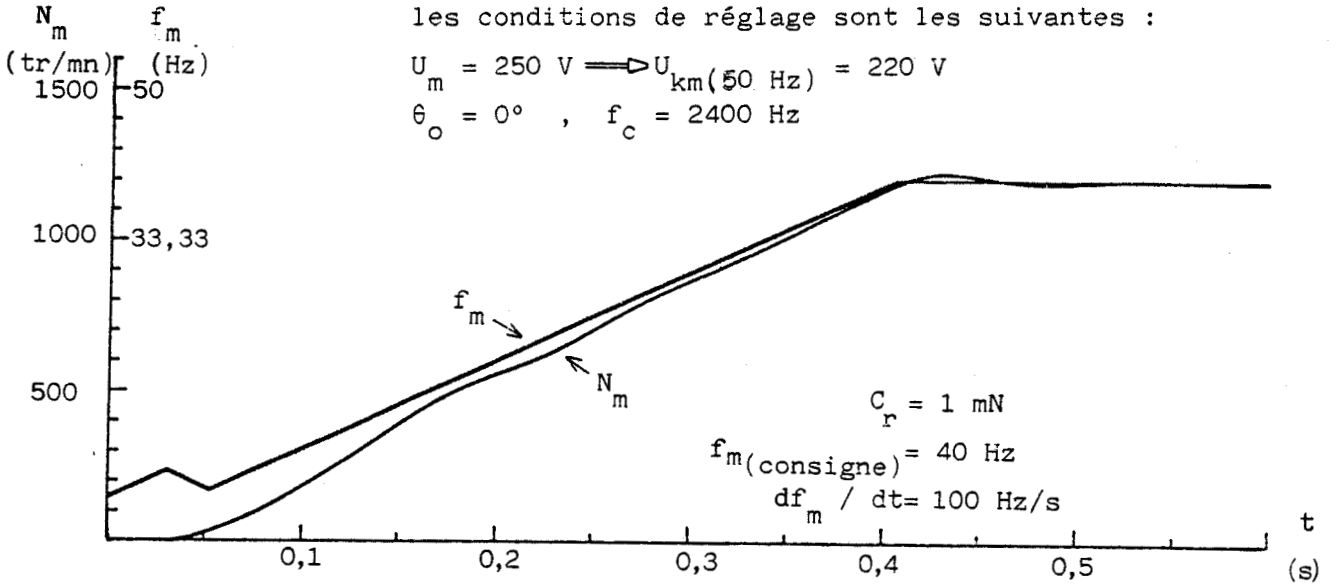
4.5.1. Etude de la mise en vitesse

A partir d'une fréquence minimale de 4 Hz, nous allons comparer la montée en vitesse du moteur pour deux pentes différentes lorsque le système est soumis à un échelon de consigne de 40 Hz ($\Omega_s = 125$ rd/s) ou Ω_s représente la vitesse de synchronisme pour une fréquence statorique donnée $f_{m(consigne)}$. L'observation de la figure 3.16a ($df_m/dt = 100$ Hz/s) montre qu'il ne se produit qu'une seule inversion du sens de variation de la grandeur de commande lors du régime dynamique et les figures 3.16b et 3.16c donnent respectivement l'allure des courants et du couple. Les figures 3.17 représentent les mêmes grandeurs que lors de la précédente simulation mais dans ce cas la pente est de 150 Hz/s et nous observons

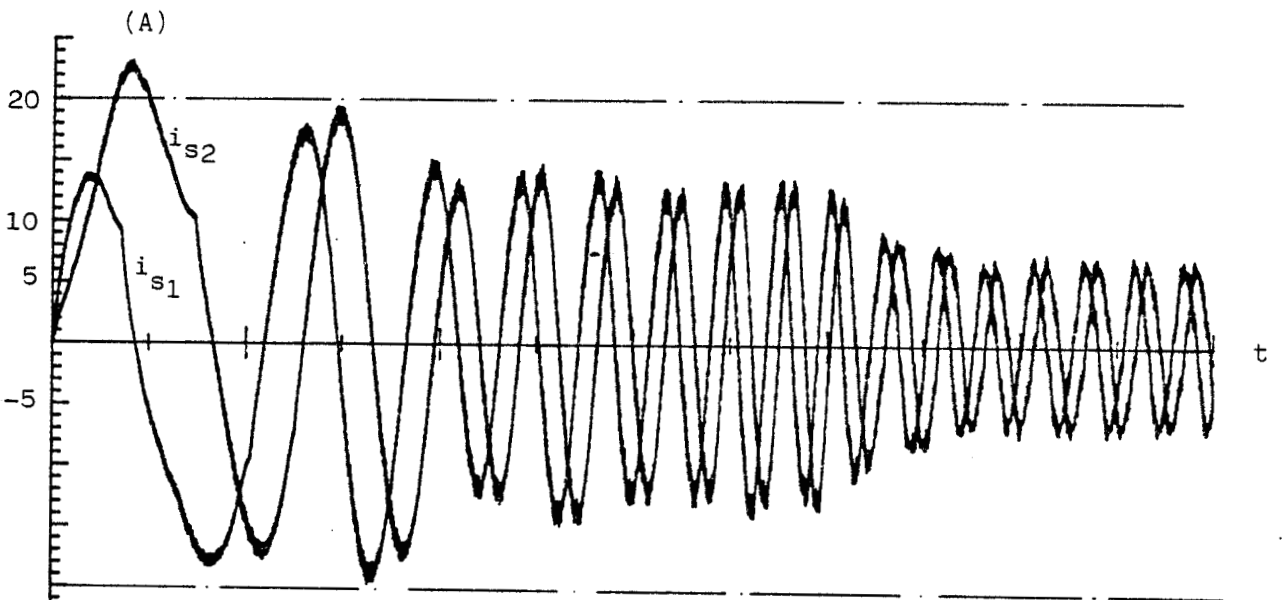
les conditions de réglage sont les suivantes :

$$U_m = 250 \text{ V} \Rightarrow U_{km}(50 \text{ Hz}) = 220 \text{ V}$$

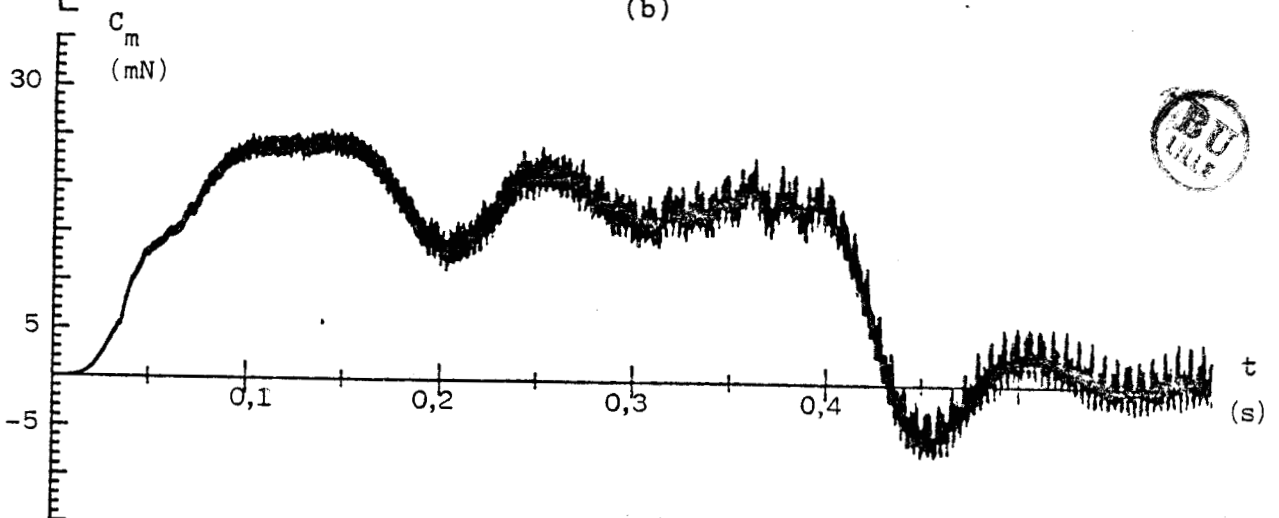
$$\theta_o = 0^\circ, \quad f_c = 2400 \text{ Hz}$$



(a)



(b)



(c)

figure 3.16



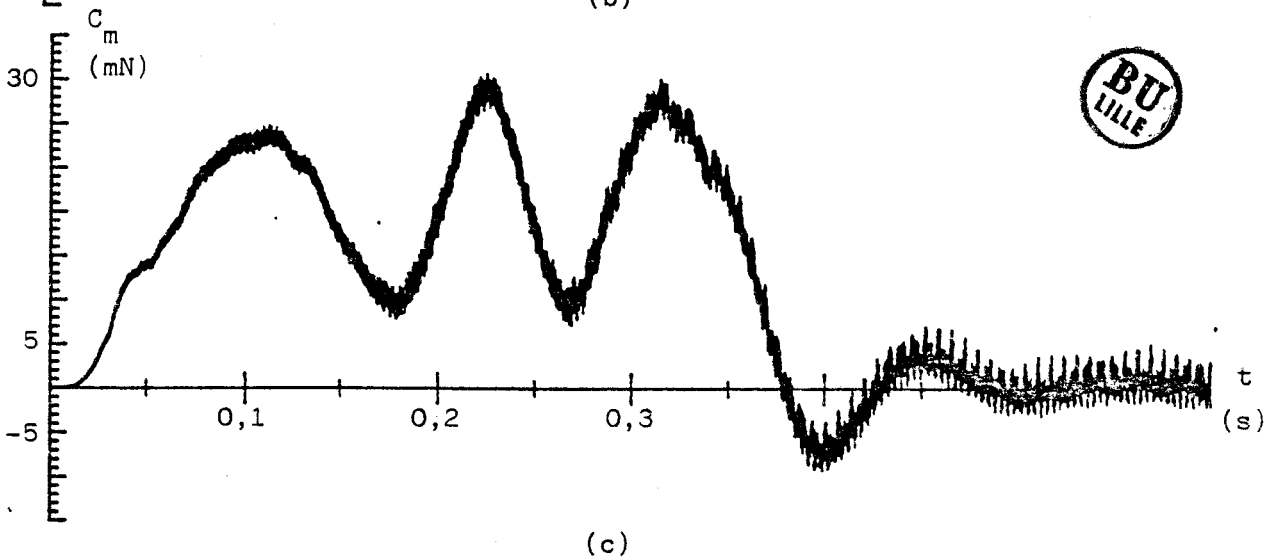
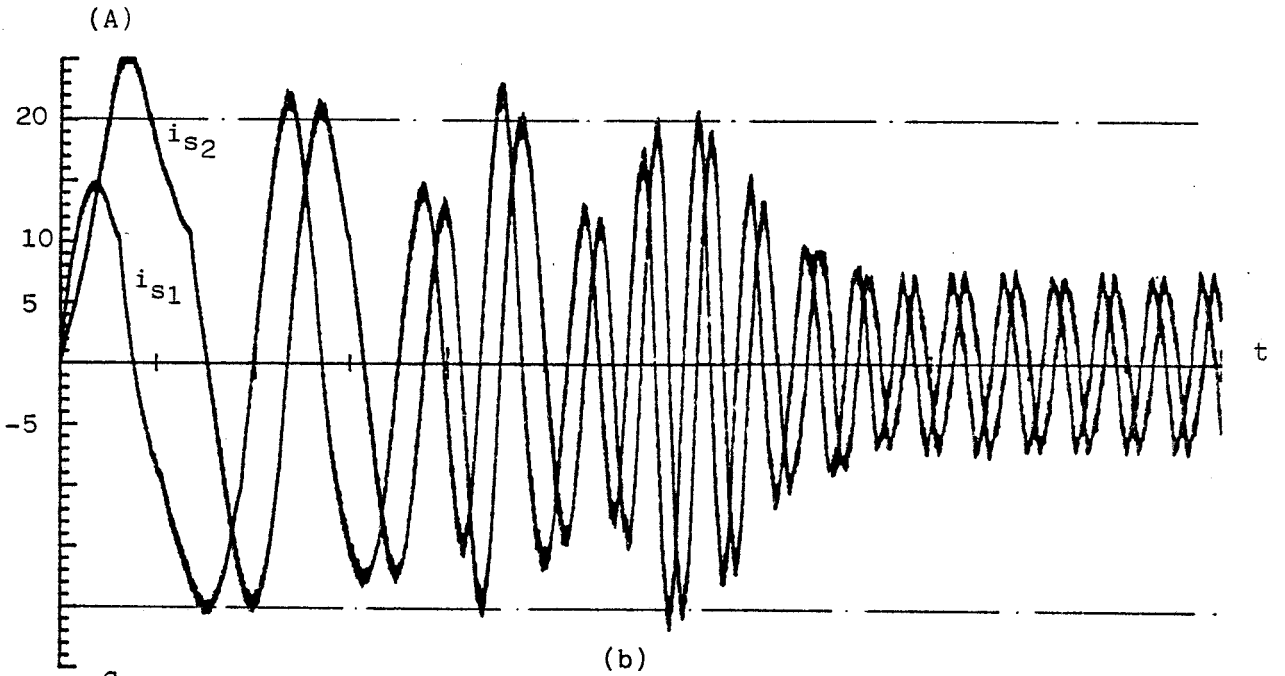
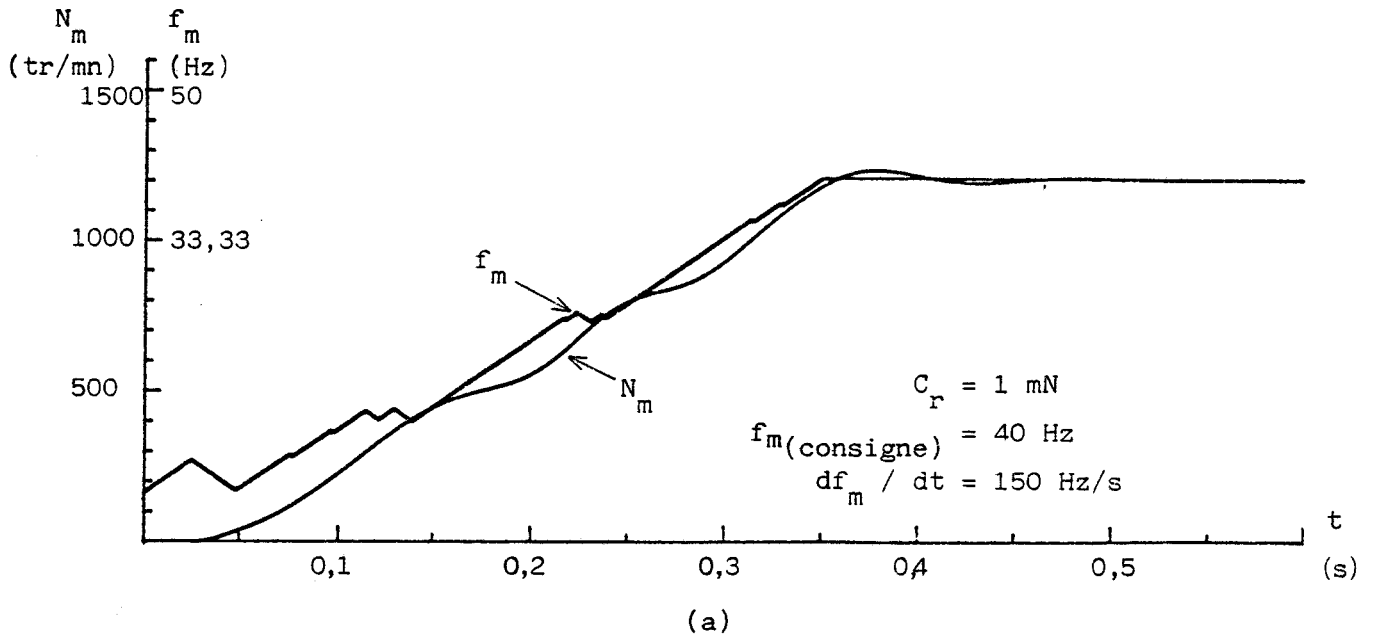


figure 3.17

alors pour cette configuration plusieurs changements de signe sur celle-ci. Dans ce cas les contraintes supportées par les éléments semi-conducteurs sont plus importantes tout en restant admissibles et le temps de mise en vitesse est alors de 0,4s, soit un gain de 20% par rapport à l'essai précédent.

La stratégie de contrôle proposée assure donc au système étudié les performances dynamiques optimales dans le respect des contraintes technologiques. Le choix de la pente dépendra de l'utilisation envisagée. Si le convertisseur alimente un moteur utilisé comme actionneur en robotique ayant une grande dynamique ce choix sera déterminant. Par contre si une telle caractéristique n'est pas nécessaire, il sera préférable de travailler avec une pente plus faible pour diminuer les contraintes imposées aux semi-conducteurs.

4.5.2. Etude de la réversibilité

Le moteur asynchrone est un convertisseur électro-mécanique intrinsèquement réversible. En effet, si le signe de la puissance mécanique est inversé, la machine fonctionne en génératrice hypersynchrone et l'équation mécanique donnée par la relation (64) est donc négative

$$\frac{J_m d(\Omega)}{dt} + C_f + C_r(\Omega) < 0$$

Les résultats de la figure 3.18 montrent l'évolution des grandeurs caractéristiques (vitesse, courant, couple) pour un taux d'accélération et de décélération de 100 Hz/s. Le moteur est d'abord soumis à un échelon de consigne de 50 Hz et ensuite à un échelon de 20 Hz.

Les figures 3.19a, b et c représentent la tension aux bornes d'une phase statorique, le courant circulant dans celle-ci ainsi que le couple à trois instants différents précisés sur la figure 3.18.

Dans les configurations des figures 3.19a et 3.19b la machine fonctionne en moteur et pour la figure 3.19c en génératrice hypersynchrone.

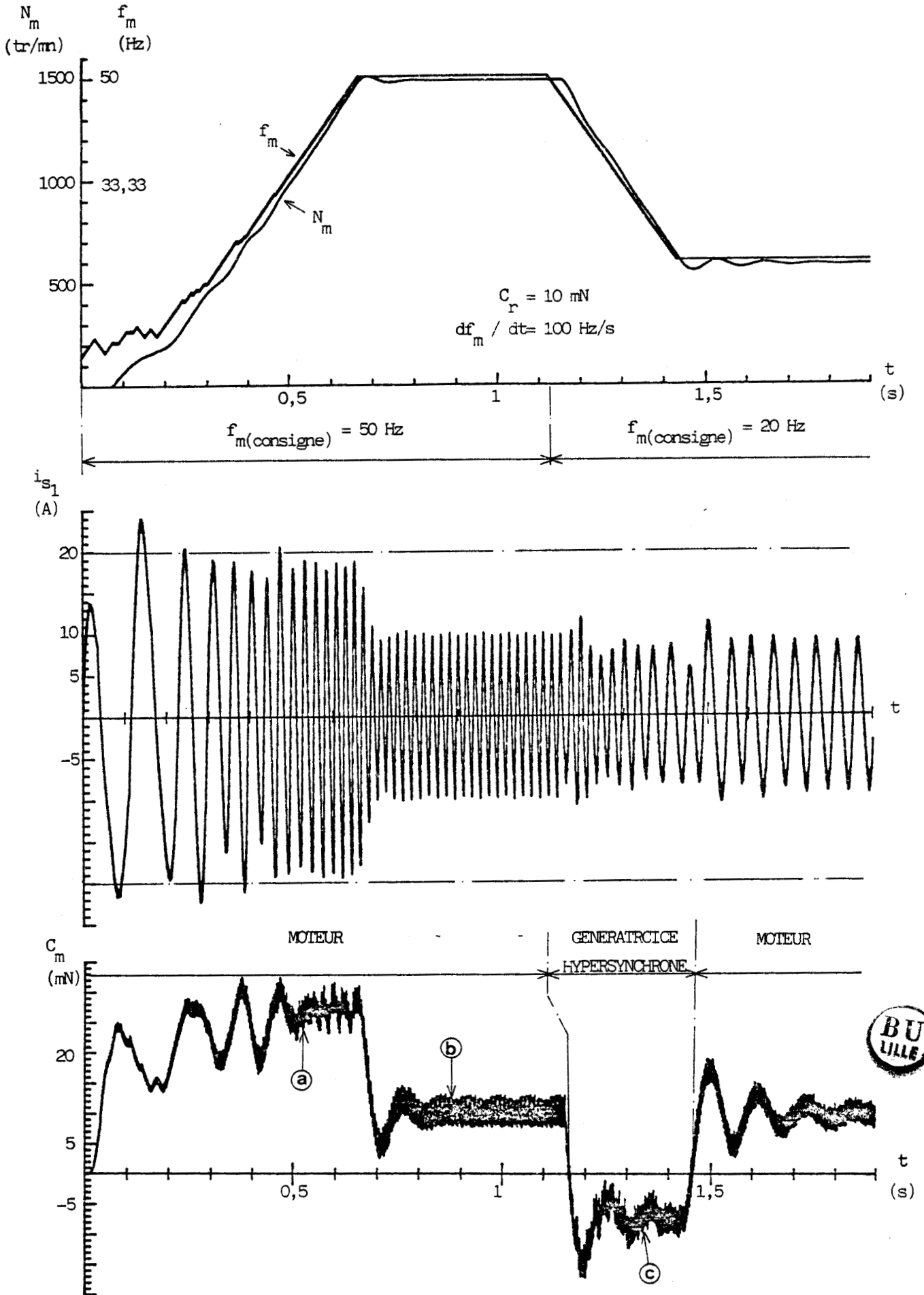
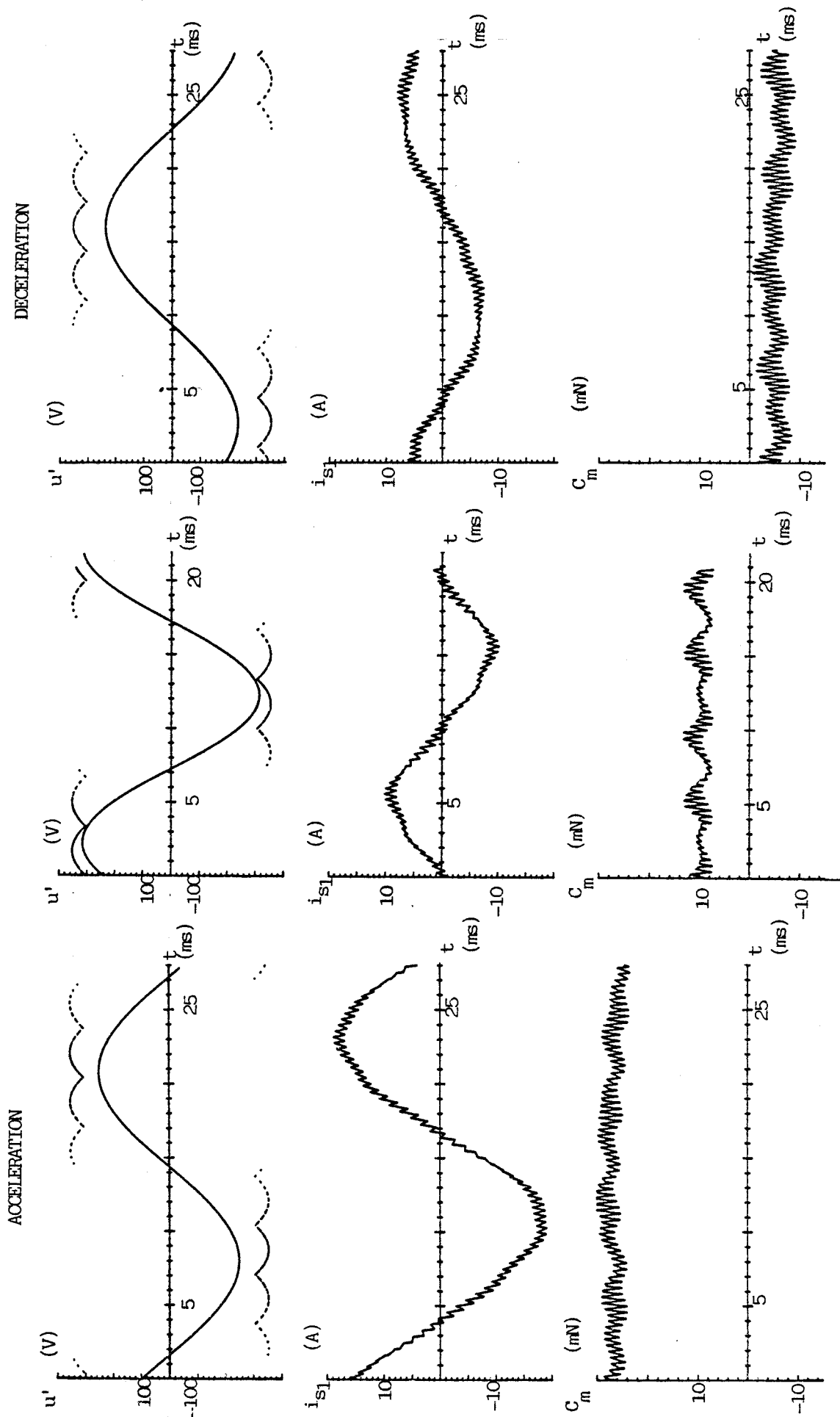


figure 3.18



(a)

(b)

(c)

figure 3.19



4.5.3. Bilan des puissances

La puissance délivrée par le changeur de fréquence donc consommée par la machine a pour expression :

$$P_m = P_r + P_{JS} \quad (80)$$

avec

P_r = puissance électrique transmise au rotor

P_{JS} : pertes Joule statoriques.

Les hypothèses simplificatrices formulées pour la machine (circuit magnétique parfait) ne tiennent pas compte des pertes fer statoriques et rotoriques. Sachant que :

$$P_r = \frac{C_m \Omega}{(1-g)} \quad , \quad (81)$$

la puissance active peut encore s'écrire :

$$P_m = \frac{C_m \Omega}{(1-g)} + 2 R_s I_s^2 \quad (82)$$

avec

C_m : couple dû aux forces électromagnétiques

Ω : vitesse rotorique

g : glissement

I_s : valeur efficace du courant dans une phase

Nous savons que le convertisseur statique délivre en sortie un système de tensions diphasées équilibrées, et que la machine se comporte comme un récepteur diphasé, nous pouvons donc définir, pour un point de fonctionnement donné, une puissance apparente par l'expression :

$$S_a = 2 U_s I_s \quad (83)$$

U_s : valeur efficace de la tension aux bornes d'une phase.

La connaissance de la puissance active correspondante (P_m) permet de déterminer un coefficient d'utilisation du système de conversion électromécanique :

$$f_u = \left| \frac{P_m}{S_a} \right| \quad (84)$$

Le tableau suivant précise la valeur des différentes puissances dans les trois cas de fonctionnement présentés figure 3.17 dans l'hypothèse d'un état permanent pour chacun d'entre eux.

	U_s (V)	I_s (A)	C_m (Nm)	P_m (W)	S_a (VA)	f_u	
Accélération	232	12,58	27,02	3581	5837	0,61	$P_m > 0$ Moteur
Régime stabilisé	261	5,97	9,99	1662	3116	0,53	$P_m > 0$ Moteur
Décélération	232	4,58	-4,92	-532	2125	0,25	$P_m < 0$ Hypersynchrone



Ces résultats confirment les deux modes de fonctionnement observés sur les figures 3.17a, b et c.

5 - CONCLUSION

Le changeur de fréquence ainsi réalisé constitue une alimentation performante et réversible pour moteur asynchrone. Le montage proposé peut être complété par l'adjonction d'un troisième convertisseur de manière à obtenir un système de tension triphasé.

La méthode de conception assistée par ordinateur décrite permet d'étudier les performances dynamiques de cet ensemble particulier convertisseur-moteur de manière économique et souple. Il est ainsi possible de déterminer par itérations successives la vitesse de variation optimale de la grandeur de contrôle pour des conditions de charge imposées et différents critères (performances dynamiques, contraintes technologiques).

La stratégie de contrôle précédemment définie a priori présente l'avantage d'être réalisable à partir de fonctions élémentaires qui se matérialisent facilement (comparateur, redresseur) et la simplicité de l'algorithme d'intégration permet une implantation aisée dans un dispositif microinformatique relativement peu puissant (microprocesseur huit bits associé à des boîtiers spécialisés). Dans le chapitre suivant, nous décrivons l'architecture de contrôle globale de ce changeur de fréquence et présentons les solutions technologiques adoptées pour le circuit de puissance.

C H A P I T R E 4

MISE EN OEUVRE DU SYSTEME DE CONTROLE

Dans ce chapitre nous décrivons l'architecture de contrôle du changeur de fréquence présenté au chapitre précédent ainsi que le traitement microinformatique effectué en tenant compte du jeu d'instructions du microprocesseur utilisé. Cette architecture de contrôle développée autour d'un microprocesseur 8085 est réalisée à l'aide des cartes industrielles SIEMENS.

Nous présentons enfin les solutions technologiques choisies pour la réalisation pratique des interrupteurs et du convertisseur.

1 - ARCHITECTURE DE CONTROLE

1.1. Position du problème

L'architecture du dispositif de contrôle global du convertisseur, bâtie autour d'un microprocesseur huit bits, découle directement de la description fonctionnelle. Nous allons donc retrouver dans cette architecture les parties commandées PC2 et PC3 définies précédemment dans l'organisation structurelle.

La première partie (PC2) constituant le contrôle rapproché élabore les séquences de conduction des interrupteurs de chaque convertisseur.

La seconde constitue le contrôle éloigné (PC3) et détermine les signaux de commande f_{clk} et S'_r du modulateur en fonction des informations de courant, de consigne fréquence et de sens de rotation. Les signaux S'_1 , S''_1 , D'_o et D''_o sont élaborés à partir des grandeurs de commande u'_c et u''_c .

1.2. Description de l'architecture de contrôle microinformatique

Le microcalculateur IC1 associé à des boîtiers spécialisés (compteurs programmables, contrôleur d'interruption, ports d'Entrées/Sorties et convertisseurs Analogiques/Digitaux) permet d'effectuer une commande en temps réel et d'avoir ainsi une solution qui répond aux diverses exigences du système (figure 4.1).

Deux compteurs IC02 et IC10 (8253) sont affectés à la commande du bloc redresseur. Le premier, synchronisé sur l'une des trois tensions composées, élabore l'angle de retard à l'amorçage θ_o , alors que le deuxième synchronisé sur IC02 fournit une fréquence sextuple de celle du réseau.

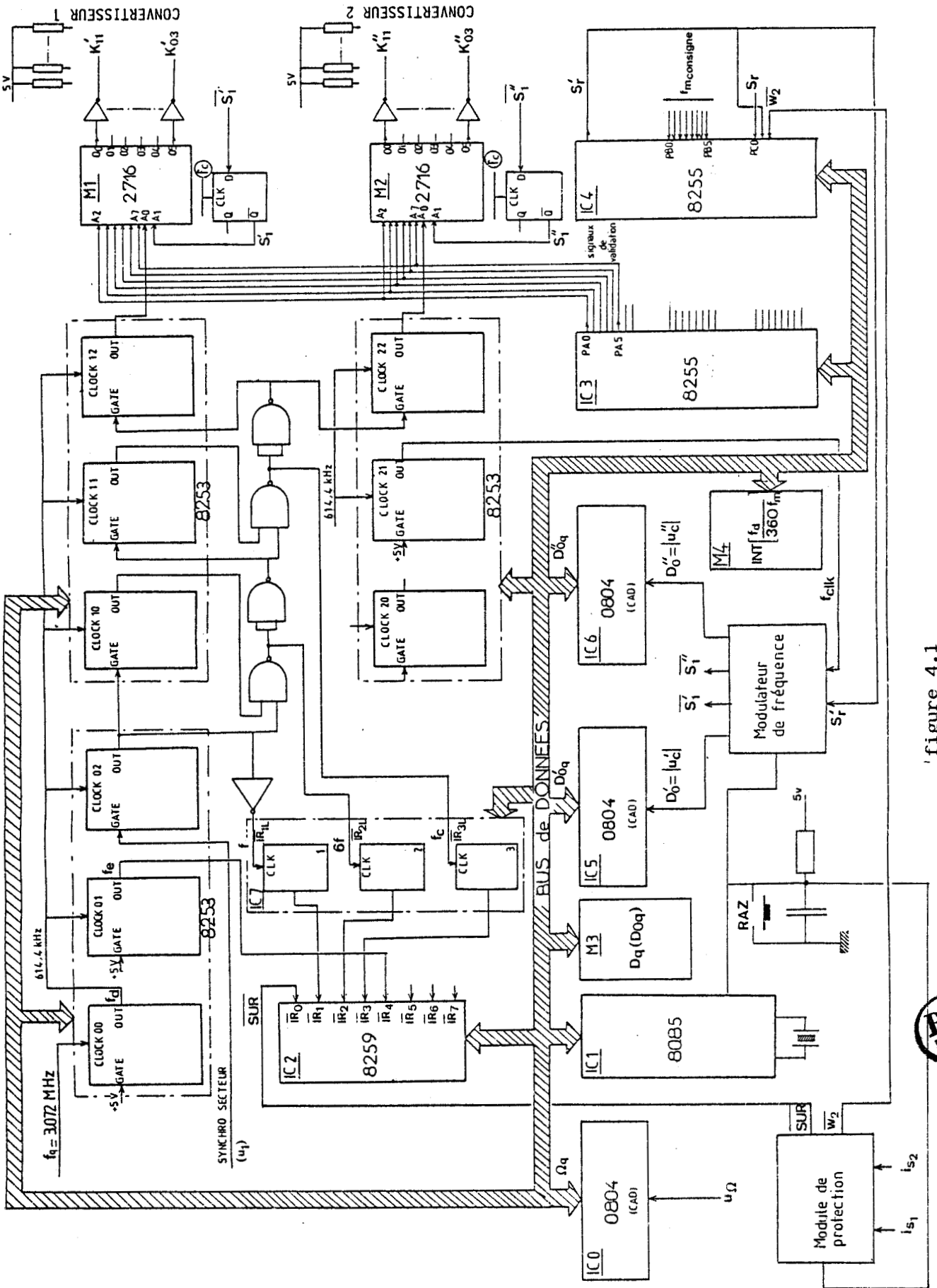


figure 4.1



Les compteurs IC11, IC12 et IC02 réalisent les fonctions du hacheur. La fréquence du signal de sortie fournie par IC11 est égale à la fréquence de découpage du hacheur. Ce compteur, synchronisé sur IC02 c'est à dire sur les commutations du redresseur, permet une réinitialisation périodique des compteurs IC12 et IC22. Leurs sorties (OUT12 et OUT22) sont respectivement à l'état bas sur les intervalles T'_1 et T''_1 et à l'état haut sur T'_2 et T''_2 tel que (figure 4.2)

$$T'_1 = D'_q T_c$$

$$T'_2 = (1 - D'_q) T_c$$

et

$$T''_1 = D''_q T_c$$

$$T''_2 = (1 - D''_q) T_c$$

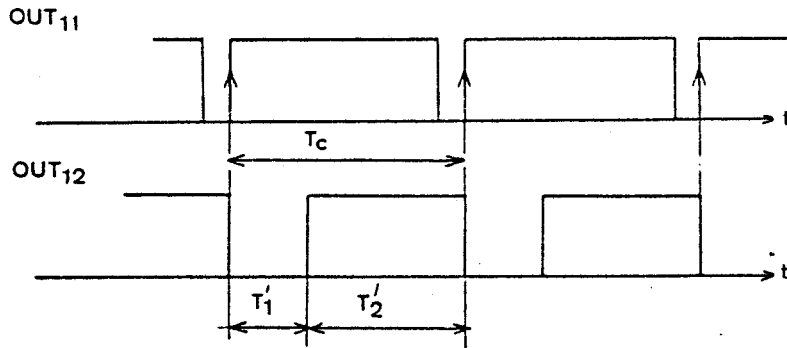


Figure 4.2

D'_q et D''_q représentent les rapports cycliques compensés après quantification sur 256 incréments.

Le compteur IC00 est utilisé en prédiviseur de fréquence. Celle-ci est fonction de la fréquence de découpage f_c et a pour expression

$$f_d = 256 f_c$$

f_d doit également satisfaire la relation suivante :

$$\frac{f_d}{f_q} \in \mathbb{N}$$

le compteur IC01 fixe la période d'échantillonnage T_e . Le signal de commande f_{clk} du modulateur est réalisé par le compteur IC21.

Le tableau 4.1 donne les expressions permettant de calculer les diviseurs de chaque compteur, ceci pour une fréquence de référence $f_q = 3,072$ MHz, une fréquence de découpage de 2400 Hz et une pente $df_m/dt = 100$ Hz/s.

Le diviseur des compteurs 12 et 22 est directement égal au rapport cyclique compensé quantifié sur huit bits et leur sortie représente respectivement les variables C' et C'' tel que :

$$C' = \overline{\text{OUT } 12}$$

$$C'' = \overline{\text{OUT } 22}$$

Compteur 00	$(N_{00})_D = \text{INT} \left(\frac{f_q}{256 f_c} \right)$	Fréquence (f_d)
Compteur 01	$(N_{01})_D = \text{INT} \left(\frac{f_d \Delta f}{df_m/dt} \right) = 1228$	Fréquence d'échantillonnage (f_e)
Compteur 02	$(N_{02})_D = \text{INT} \left(\frac{f_d \theta_o}{18000} \right)$	Angle de retard à l'amorçage
Compteur 10	$(N_{10})_D = \text{INT} \left(\frac{f_d}{6f} \right) = 2048$	Fréquence redresseur
Compteur 11	$(N_{11})_D = \text{INT} \left(\frac{f_d}{f_c} \right) = 256$	Fréquence de découpage
Compteur 12	$0 \leq (N_{12})_D \leq 255 \quad (N_{12}) = (D'_q)$	Rapport cyclique (Hacheur 1)
Compteur 21	$(N_{21})_D = \text{INT} \left(\frac{f_d}{360 f_m} \right)$	Fréquence d'entrée du modulateur
Compteur 22	$0 \leq (N_{22})_D \leq 255 \quad (N_{22}) = (D''_q)$	Rapport cyclique (Hacheur 2)

Tableau 4.1

L'unité d'interruption IC2 (8259) est indispensable dans ce système où le temps intervient comme variable principale. Une partie des demandes (\overline{IR}_1 , \overline{IR}_2 et \overline{IR}_3) correspondent à des instants précis liés au séquençage du convertisseur (contrôle rapproché) l'autre (\overline{IR}_4) à la stratégie de contrôle global. \overline{IR}_0 représente l'entrée d'interruption dont la priorité est la plus grande, les entrées d'interruption sont sensibles aux fronts descendants. Les bascules J-K (IC7) permettent d'inhiber les entrées d'interruption \overline{IR}_1 , \overline{IR}_2 et \overline{IR}_3 (figure 4.3). La remise à "un" ou à "zéro" de ces bascules s'effectue de façon programmée.

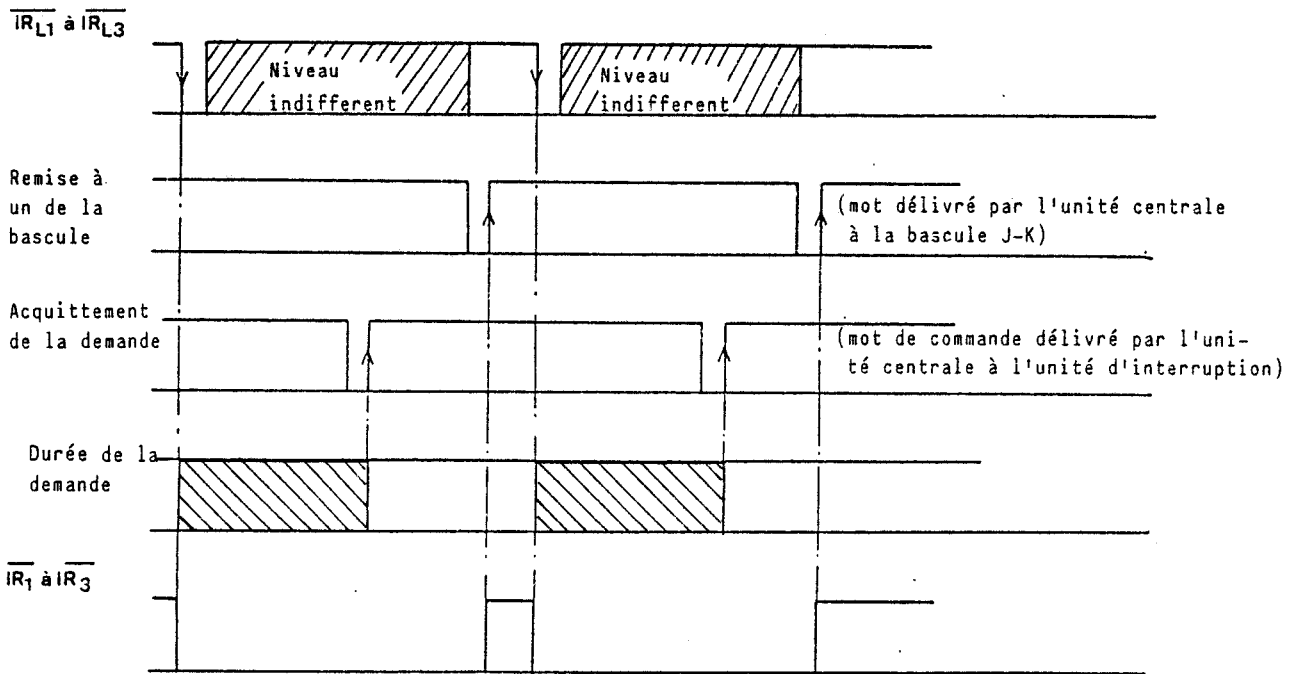


Figure 4.3

L'acquiescement d'une demande d'interruption a lieu lorsque l'unité centrale délivre au contrôleur d'interruption un mot de commande spécifique avant l'instruction de retour.

Les unités d'Entrées/Sorties IC3 et IC4 (8255) permettent l'acquisition des grandeurs de consigne et fixent les adresses des mémoires M1 et M2 ainsi que la grandeur S'_r .

Ces mémoires contiennent des mots binaires représentant les différents états possibles des interrupteurs de chaque convertisseur. Les sorties de M1 et M2 attaquent, par l'intermédiaire de portes ET à collecteur ouvert, les photocoupleurs des interfaces de commande de base des transistors.

Une demande d'interruption sur $\overline{IR_0}$ due à une surintensité ($\overline{SUR} = 0$) informe le processeur qu'il doit effectuer une nouvelle routine, ce qui a pour but de bloquer simultanément les interrupteurs des deux convertisseurs. Pour ce faire les bits compris en A_7 et A_2 des mémoires M1 et M2 sont mis à "un". Dans ces conditions les mots binaires contenus dans les cases mémoires d'adresses (11111100) provoquent le blocage des transistors (\emptyset : état indifférent).

Un convertisseur Analogique/Digital IC00 (ADC 0804) permet une acquisition de la vitesse de rotation dont l'image est fournie par une génératrice tachymétrique délivrant une tension de 90 V à 1500tr/min. Si u_{Ω} désigne la tension d'entrée du convertisseur analogique digital nous avons :

$$u_{\Omega} = k_{\Omega} \Omega$$

k_{Ω} : coefficient de proportionalité.

Application numérique

Si $\Omega_{\max} = 160,2 \text{ rd/s}$, $k_{\Omega} = 0,108$ pour une tension d'entrée nominale de 10 V.

Ω_q représente la valeur de u_{Ω} après conversion numérique.

Les grandeurs de contrôle (D'_o et D''_o) sont introduites au moyen des convertisseurs analogiques digitaux IC5 et IC6 (ADC 0804). La mémoire M3 permet de déterminer les rapports cycliques compensés D'_q (D'_{oq}) et D''_q (D''_{oq}). Les grandeurs binaires S'_1 et S''_1 , représentant respectivement le signe des fonctions de modulation u'_c et u''_c sont synchronisées sur les commutations du bloc hacheur.

Les poids faibles et les poids forts du diviseur N21 sont rangés dans la mémoire M4 qui réalise ainsi l'opération $\text{INT}(f_d/360 f_m)$ de façon à définir la fréquence du modulateur.

L'ensemble des considérations précédentes est illustré par le chronogramme de la figure 4.4 qui montre l'évolution des principaux signaux de commande. Celui de la figure 4.5 représente la séquence de contrôle des semi-conducteurs d'un pont et il est facile de constater que les mémoires M1 et M2 jouent ainsi un rôle de transcodage entre les doublets (G,X) et les paires d'interrupteurs conducteurs.

1.3. Description du modulateur de fréquence

Nous donnons figure 4.6 le schéma de principe d'une voie du modulateur. Celui-ci découle directement du schéma bloc présenté (figure 3.10).

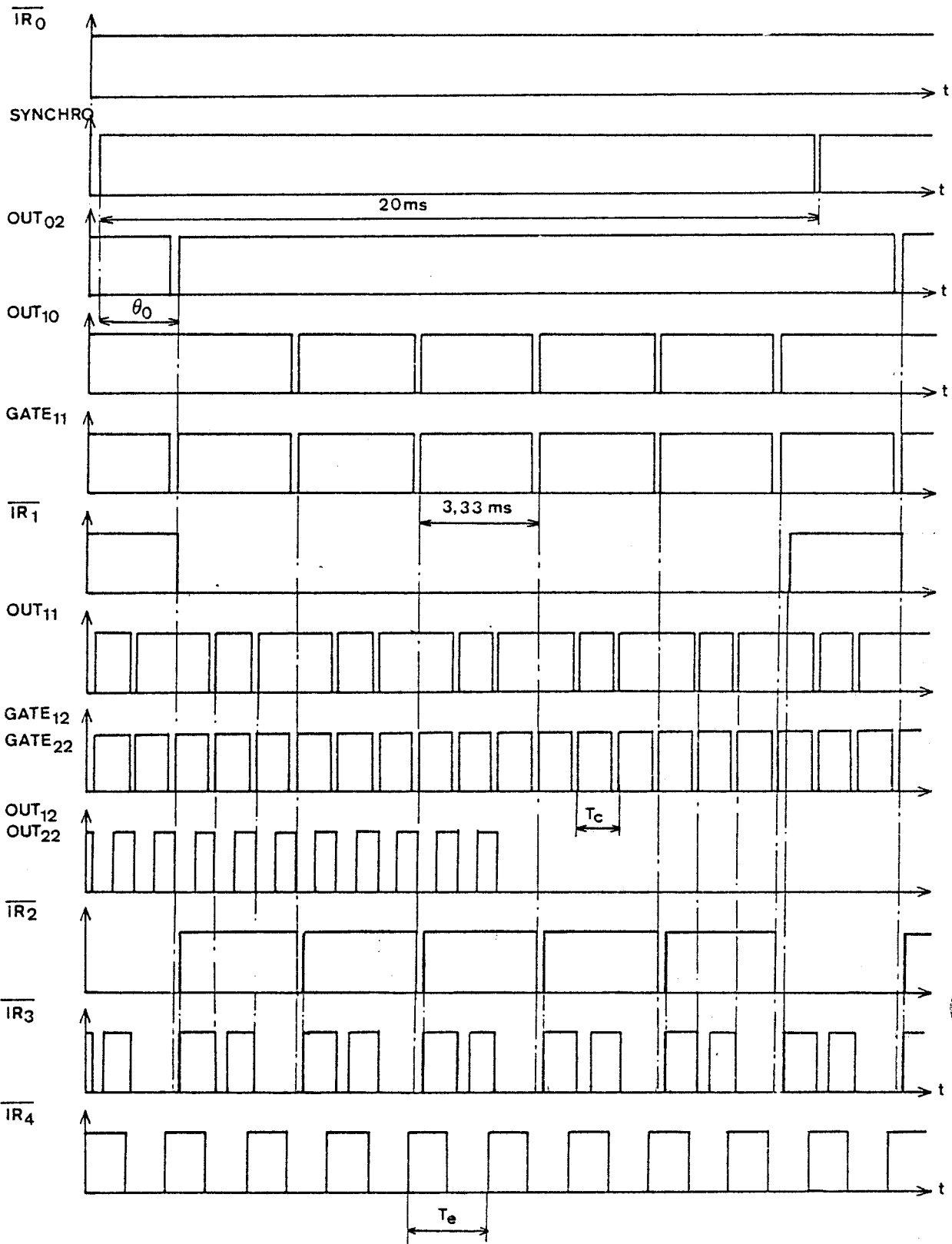


Figure 4.4

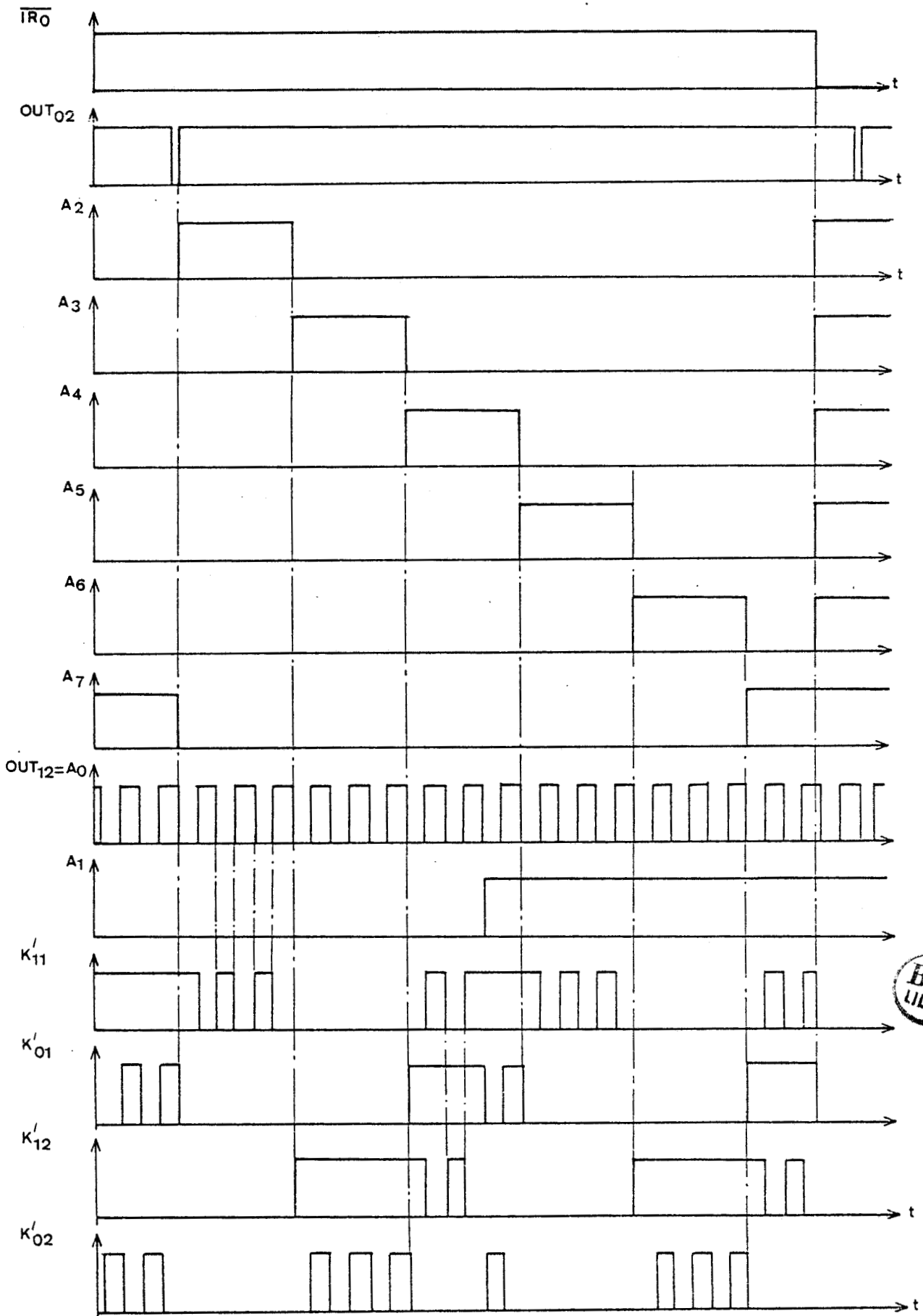


Figure 4.5

Le compteur IC8 (4040) élabore l'adresse A_d de la mémoire M5 contenant l'une des lignes trigonométriques. La remise à zéro de ce compteur s'effectue automatiquement quand $A_d = 360$ soit encore en binaire $A_{dB} = 1\ 0110\ 1000$.

Les mots issus de la mémoire sont ensuite convertis en signaux analogiques (IC13) puis filtrés et dérivés pour former u'_c ou u''_c .

Nous nous sommes fixés pour f_m la plage de variation suivante :

$$4 \leq f_m \leq 51 \text{ Hz}$$

d'où

$$1440 \leq f_{clk} \leq 18360 \text{ Hz}$$

Dans ces conditions la fréquence de coupure du filtre de Butterworth (IC9) utilisé doit être inférieure à $f_{clk_{min}} = 1440 \text{ Hz}$ pour éliminer les effets de la quantification et être supérieure à $f_{max} = 51 \text{ Hz}$ pour ne pas atténuer la grandeur de commande (u'_c ou u''_c).



Ce signal filtré est ensuite dérivé et la fréquence de coupure du dérivateur (IC10) doit être également supérieure à f_{max} pour toujours se situer dans sa zone linéaire.

Avec les valeurs des éléments adoptés nous obtenons respectivement pour le filtre et le dérivateur les fréquences de coupure suivantes :

$$f_o(\text{filtre}) = 145 \text{ Hz}$$

$$f_o(\text{dérivateur}) = 153 \text{ Hz.}$$

Le signal en sortie du dérivateur constitue la grandeur de commande d'un convertisseur, celle-ci permet donc d'élaborer $D_o^{(a)}$ et $S_1^{(a)}$. La première de ces deux grandeurs est obtenue en effectuant un redressement double alternance de la grandeur de commande (IC11), et une bascule sans seuil (IC12) permet d'obtenir la deuxième.

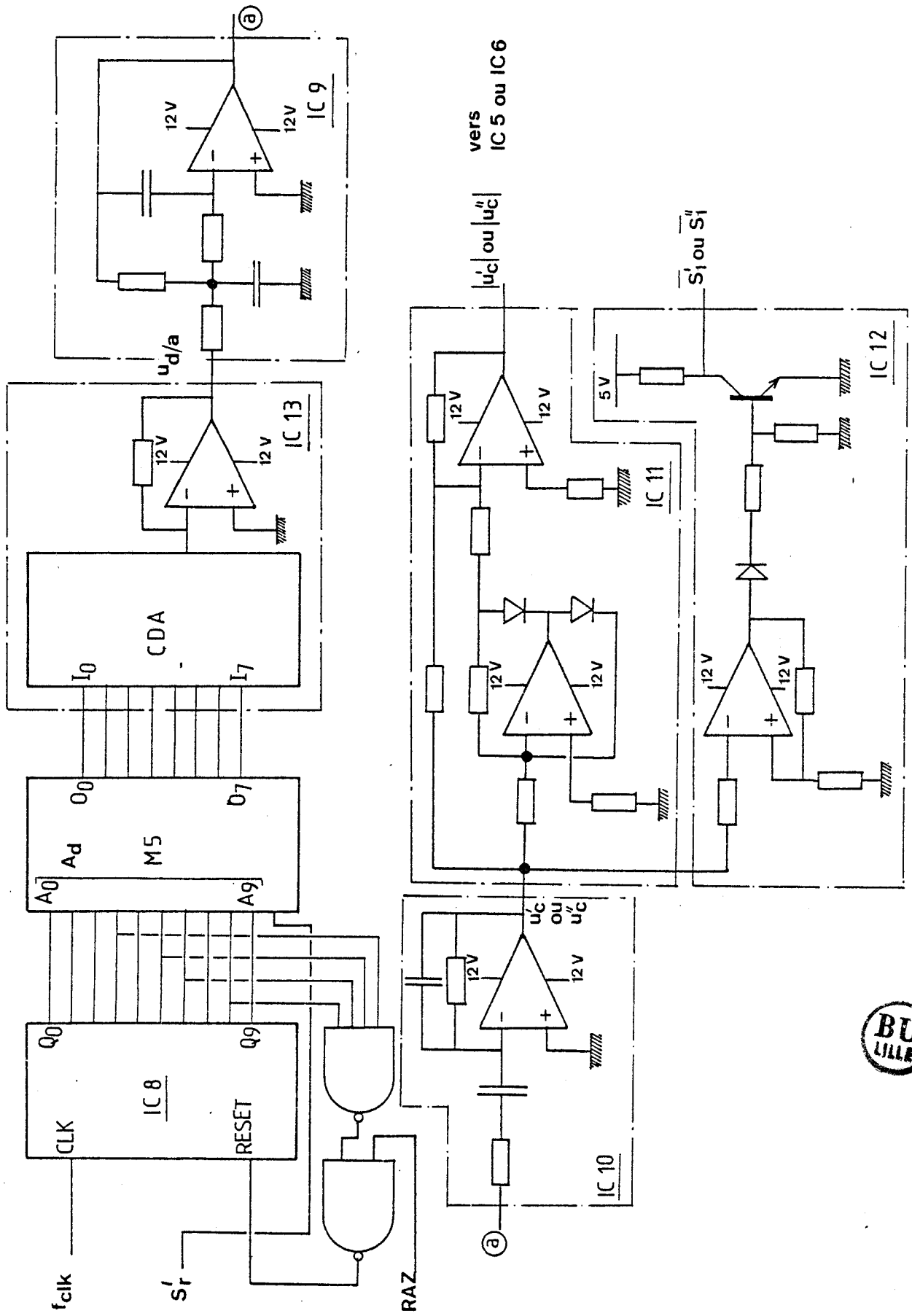


Figure 4.6



Le gain de la chaîne complète (G_m) est tel que :

$$G_m = U_{cm}' / U_{d/a}$$

avec

$$U_{cm}' = K_{m(max)} V_{cc} \quad K_{m(max)} < 1$$

$U_{d/a}$ représente l'amplitude maximale du signal obtenu après la conversion digitale analogique (IC13), U_{cm}' l'amplitude du signal redressé (IC11) et V_{cc} la valeur maximale admissible à l'entrée des convertisseurs A/D (IC5 et IC6) qui donne après conversion 255. La valeur de $K_{m(max)}$ dépend de l'amplitude des tensions du réseau d'entrée et des caractéristiques nominales du moteur.

I.4. Elaboration des signaux de protection

Les grandeurs \overline{SUR} et $\overline{w_2}$ sont obtenues à l'aide de circuits analogiques dont le schéma de principe est donné figure 4.7 (module de protection).

Le signal $\overline{w_2}$ est élaboré par le comparateur à hystérésis IC14 et la grandeur binaire SUR par le comparateur sans seuil IC15.

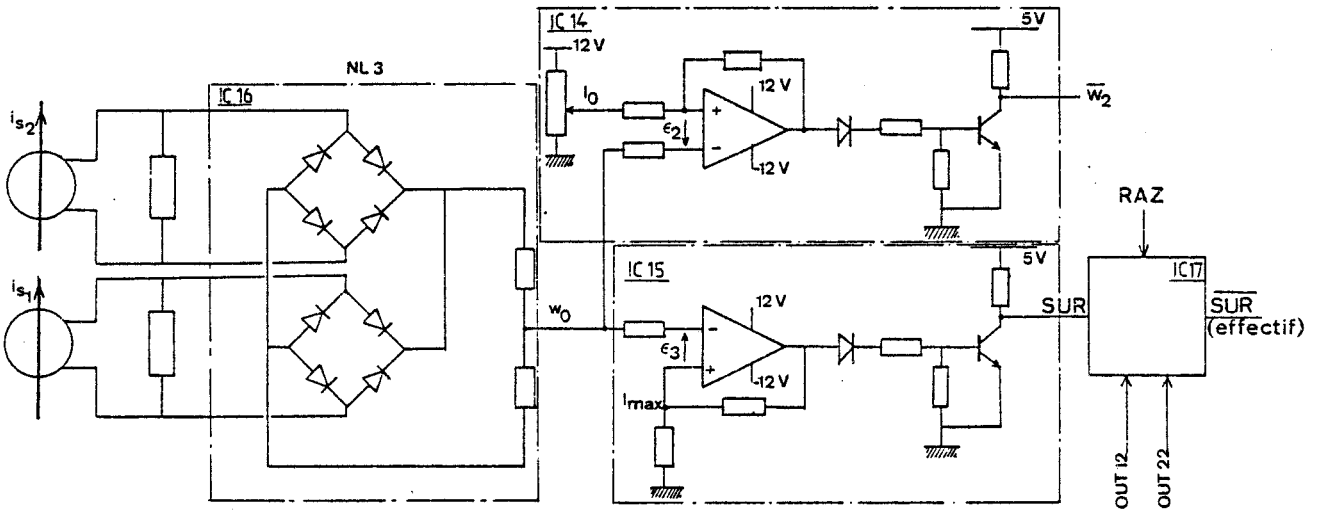
Ces grandeurs de sortie sont rendues compatibles avec les entrées des circuits logiques (8259 et 8255).

Le circuit IC16 permet d'obtenir le signal w_o qui a pour expression :

$$w_o = \max (|i_{s_1}|, |i_{s_2}|)$$

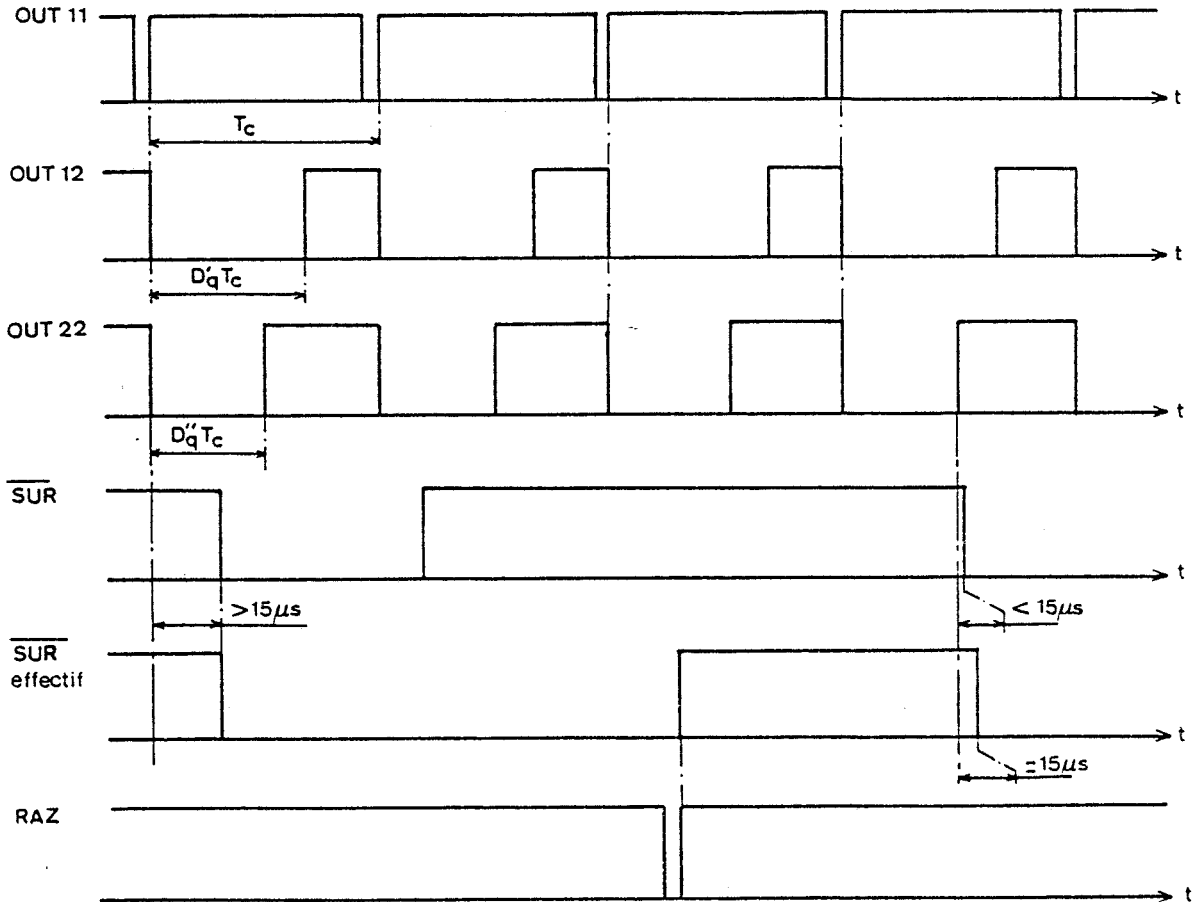
Lorsqu'une surintensité apparaît (SUR=0) un retard doit être introduit avant de bloquer les transistors des deux ponts, afin d'assurer aux semi-conducteurs un temps minimal de conduction rendu nécessaire par la présence de réseau d'aide à la commutation (paragraphe 3.1) dans les circuits de puissance. Avec les éléments choisis le retard doit être environ égal à 15 μ s.

Si la surintensité apparaît après ce temps minimal de conduction le retard est supprimé. Le circuit IC17 élabore le signal de blocage effectif en tenant compte de l'instant où la surintensité se produit.



- Figure 4.7

Les chronogrammes de la figure 4.8 décrivent le fonctionnement de ce circuit.



- Figure 4.8

2 - DESCRIPTION DU LOGICIEL

Les tâches à effectuer par le logiciel sont traduites sous forme de réseaux de Pétri. Les réceptivités associées aux transitivités sont ici soit des entrées indépendantes (demandes d'interruption, consignes) ou soit des variables intermédiaires élaborées par le processeur.

2.1. Presentation du 8085 /37/

La partie arithmétique de ce microprocesseur réalise diverses fonctions sur des mots de huit bits telles l'addition, la soustraction, l'incrémentation et la décrémentation, la comparaison et les opérations logiques classiques. L'opération de multiplication et de division sont inexistantes.

Ce microprocesseur possède sept registres internes (A,B,C,D,E, H,L,) dont A est le registre principal ou accumulateur, et un registre d'état (PSW) formé d'indicateurs de l'état du système.

La durée d'une instruction s'exprime en nombre de cycles d'horloge et avec une fréquence d'horloge de 3,072 MHz, la durée d'un cycle est de 326 ns.

2.2. Elaboration du rapport cyclique compensé

Pour effectuer un traitement en temps réel le rapport cyclique compensé ne peut pas être déterminé à partir de son expression analytique au risque d'un temps d'exécution prohibitif. Il est donc nécessaire de recourir à une gestion par table pour déterminer D_q (D_{oq}).

Le rapport cyclique compensé est à la fois fonction de l'angle de retard à l'amorçage θ_o , de l'instant $\theta_{k+\frac{1}{2}}$ et du rapport cyclique D_o élaboré par la commande. Par valeur de θ_o donnée, nous avons N_q valeur de D_q tel que

$$N_q = \frac{f_c}{6f} (256)$$

ceci dans le cas où le rapport cyclique est quantifié sur huit bits. Si $f_c=2400\text{Hz}$ nous avons donc :

$$N_q = 2048$$

ce qui nécessite une capacité mémoire de 2 Koctets pour réaliser cette table qui est gérée par le pointeur représenté par les registres DE. Le registre D associé à l'intervalle de découpage sur lequel on se situe ($0 \leq (D)_H < (f_c/6f)$) désigne la page et le registre E affecté aux valeurs de D_{oq} désigne la ligne correspondante. Le tableau 4.2 décrit l'organisation de cette mémoire.

(E) (D)	00			D_{oq}			FF
0							
1							
2				$D_q(2)$			
7							



Tableau 4.2

La valeur contenue dans le registre D est incrémentée à chaque période de découpage (interruption $\overline{IR_3}$) et réinitialisée à zéro périodiquement toutes les 3,33ms (interruption $\overline{IR_2}$), nous avons donc :

$$(D) \leftarrow (D)+1 \quad (\text{modulo } (f_c/6f))$$

l'incrémentation de D s'effectue ainsi de manière synchrone par rapport aux commutations du hacheur.

Si l'angle de retard à l'amorçage est variable, il est nécessaire d'élaborer une table pour chaque valeur de θ_o considérée.

Dans ces conditions après détermination du retard (lecture sur Port d'Entrées/Sorties, calcul dans une boucle de régulation) nous lisons dans une première table (tableau 4.3) la valeur initiale à attribuer au registre D au début de l'intervalle de 3,33ms et ensuite on procède de la même manière que précédemment.

$\theta_0(^{\circ})$	$(\theta_0)_H$	$(D)_{H_{initial}}$	Poids forts	Poids faibles
0	00	00	$00 \leq (D)_H \leq 07$	$00 \leq (E)_H \leq FF$
5	05	08	$08 \leq (D)_H \leq 0F$	
10	0A	10	$10 \leq (D)_H \leq 17$	
15	0F	18	$18 \leq (D)_H \leq 1F$	
20	11	20	$20 \leq (D)_H \leq 2F$	



Tableau 4.3

Avec cette méthode il est possible d'adresser 32 tables différentes pour une fréquence de découpage égale à 2400 Hz, ce qui nécessite une capacité mémoire de 64 Koctets.

2.3. Séquencement du redresseur

Pour réaliser le séquencement du bloc redresseur il est nécessaire de déterminer l'indice de permutation G et la grandeur binaire S à chaque période redresseur (Chapitre 1, paragraphe 1.2). Il y a par conséquent six doublets (G,S) différents sur une période secteur.

Pratiquement à chaque valeur de (G,S) est affectée une valeur distincte d'un pointeur (registre L). Ce pointeur est incrémenté toutes les 3,33 ms (interruption \overline{IR}_2) et remis à zéro périodiquement (interruption \overline{IR}_1) tel que :

$$(L) \leftarrow (L) + 1 \quad (\text{modulo } 6)$$

G	S	$(L)_H$	$((H)(L))_H$
2	1	0	01
1	0	1	02
3	1	2	04
2	0	3	08
1	1	4	10
3	0	5	20

Tableau 4.4

$((H)(L))$ désigne le contenu de la case mémoire dont l'adresse se trouve dans le double registre (H) (L).

La valeur de (L) constitue les poids faibles de l'adresse d'une table contenant les six signaux de validation qui servent à l'adressage des mémoires de transcodage M1 et M2 (bits d'adresse A2 à A8 figure 4.1). Le registre H représente l'adresse de poids forts de cette table.

2.4. Séquencement du hacheur

Les rapports cycliques D'_{oq} et D''_{oq} sont respectivement obtenus par la conversion analogique digitale de D'_o et D''_o . L'acquisition de D'_{oq} et D''_{oq} étant effectuée à chaque période de découpage, il est indispensable que le temps de conversion soit inférieur à cette période.

La connaissance de D'_{oq} et D''_{oq} permet alors la détermination des rapports cycliques compensés correspondants par la méthode exposée au paragraphe 2.2 et les compteurs 12 et 22 sont finalement chargés avec ces valeurs.

La sortie des deux compteurs attaquent respectivement l'adresse A_0 des mémoires M1 et M2. Afin de contrôler correctement le fonctionnement du dispositif, l'état de l'adresse A_1 est défini à chaque commutation du hacheur à partir des variables signe S'_1 et S''_1 .

Pour des raisons technologiques, il faut assurer au transistor un temps minimal de conduction (réseaux d'aides à la commutation). Il est donc nécessaire de limiter les variations du rapport cyclique et, si l'on impose un temps minimal de conduction de $15 \mu\text{s}$ la plage de variation de D_q est la suivante :

$$0,4 \leq (D_q)_H \leq 0,96$$

pour $f_c = 2400 \text{ Hz}$. Dans ce cas précis, le rapport cyclique varie entre 0,04 et 0,96.

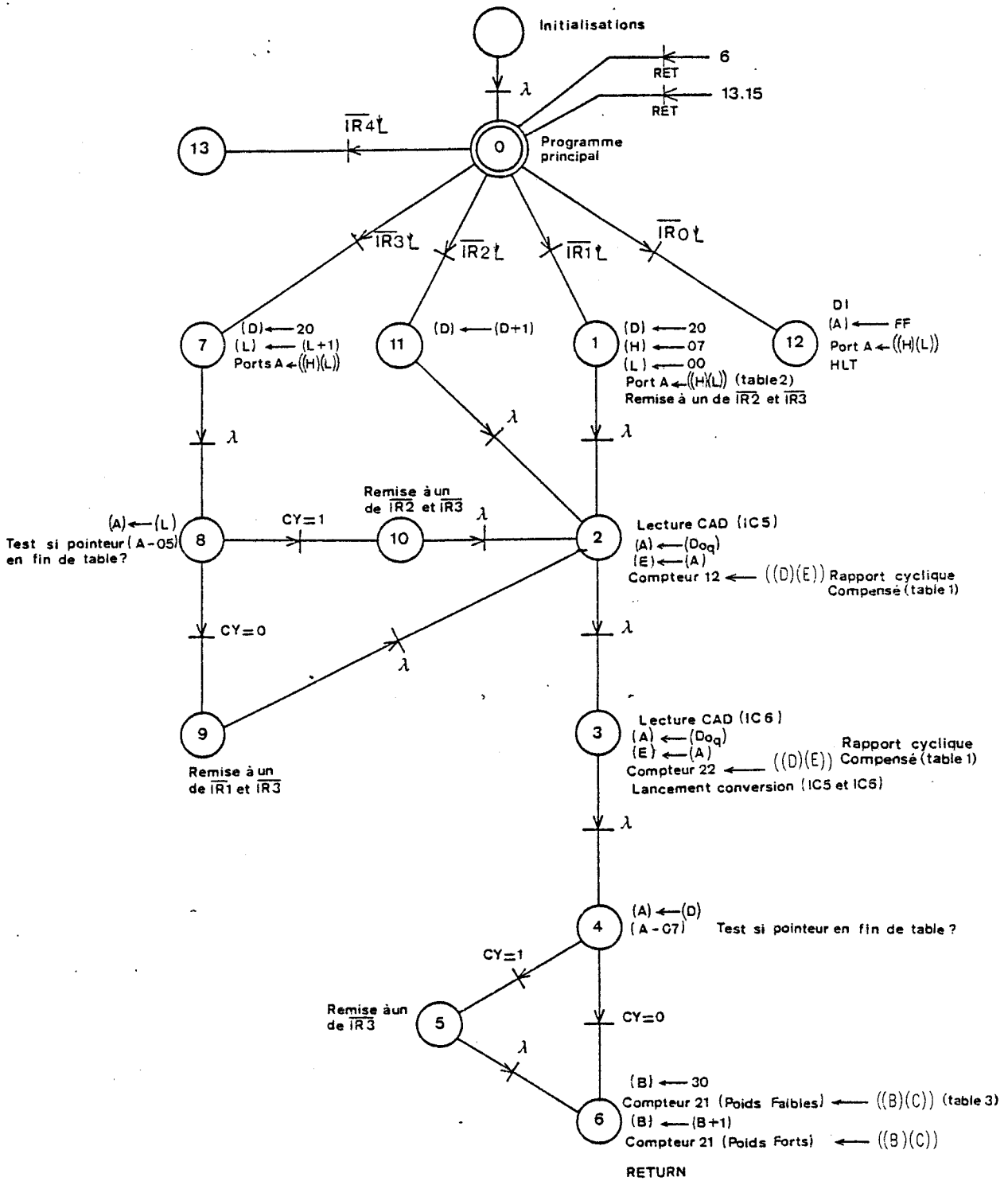
En Annexe IX nous donnons le transcodage réalisé par les mémoires M1 et M2.

2.5. Implantation du logiciel - Codage

Le réseau de Pétri de la figure 4.9 relatif au contrôle rapproché et celui de la figure 4.10 relatif au logiciel du contrôle éloigné décrivent précisément l'implantation qui tient compte du jeu d'instructions du microprocesseur 8085. A chaque place est associée une adresse à partir de laquelle sont écrites les instructions de codage des actions. Les conditions d'évolution sont assurées par l'activation des interruptions et par les tests sur les indicateurs (tableau 4.5).

Lorsqu'une demande d'interruption apparaît, l'unité d'interruption informe le microprocesseur qu'il doit terminer l'instruction en cours d'exécution, sauvegarder le contexte et l'adresse de retour, puis se dérouter vers le sous-programme d'interruption correspondant.

La machine exécute le sous-programme d'interruption qui se termine par l'instruction RET (RETURN). A l'exécution de l'instruction RET, la machine restitue l'adresse de retour et le programme peut ensuite continuer. Il est à noter qu'une demande d'interruption n'est prise en compte que si le microprocesseur n'est pas dans un sous-programme d'interruption sauf si celle-ci a un degré de priorité supérieur. Le listing du programme, réalisé en langage assembleur est donné en Annexe X..



Port A ← signaux de validation

table 1 : rapports cycliques compensés ; (HL) ← Adresse table 1

table 2 : signaux de validation ; (DE) ← Adresse table 2

table 3 : diviseurs compteur 21 ; (BC) ← Adresse table 3



Figure 4.9

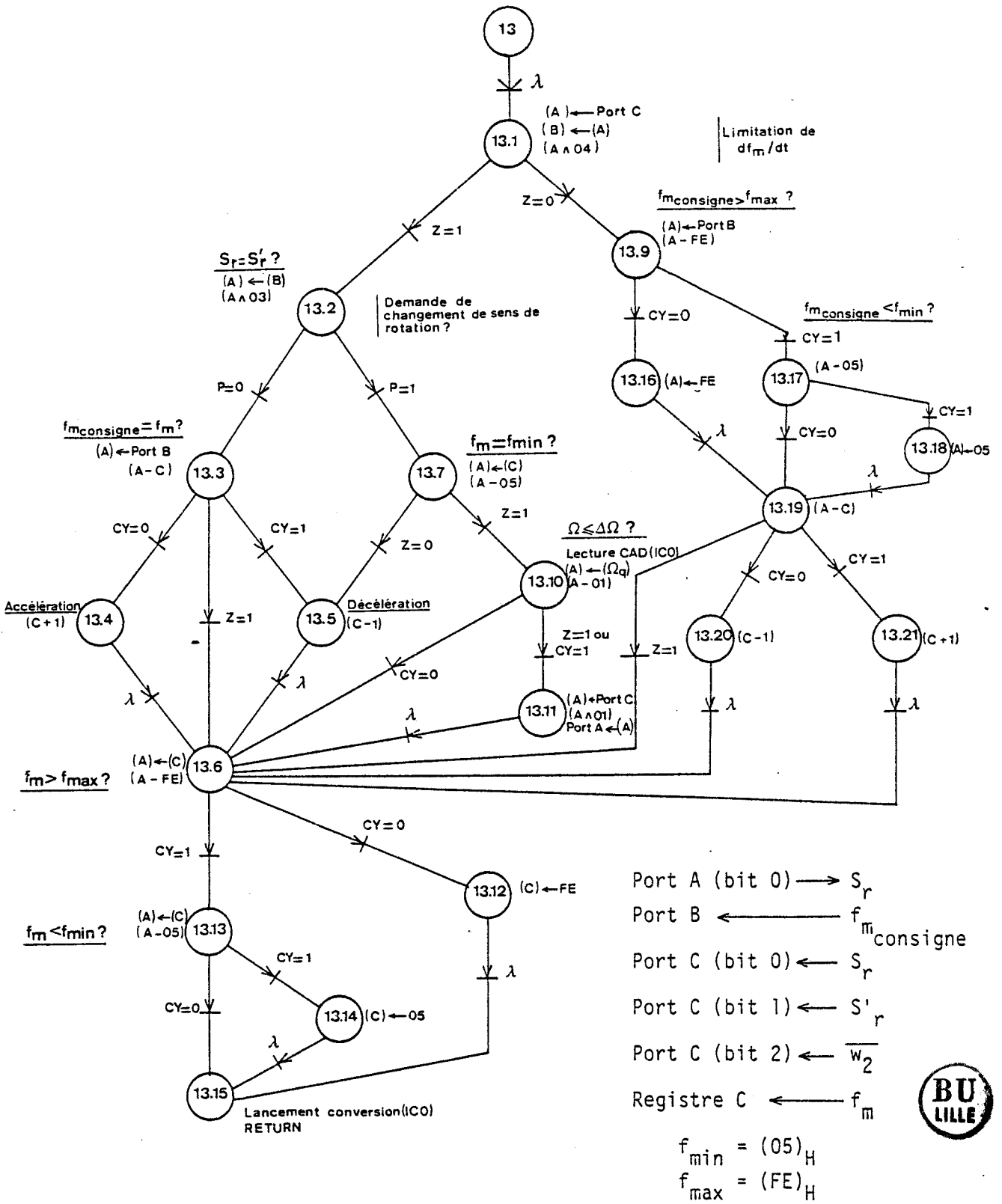


Figure 4.10

Transitions	Tests réalisés	Conditions de passages	Commentaires
0 → 12 0 → 1 0 → 11 0 → 7 0 → 13		Interruption $\overline{IR0}$ Interruption $\overline{IR1}$ Interruption $\overline{IR2}$ Interruption $\overline{IR3}$ Interruption $\overline{IR4}$	
8 → 10 8 → 9	CY = 1 CY = 0	$(L)_H < 05$ $(L)_H = 05$	Test sur pointeur table des signaux de validation (table 2)
4 → 5 4 → 6	CY = 1 CY = 0	$(D)_H < 07$ $(D)_H = 07$	Test sur pointeur table des rapports cycliques compensés (table 1)
13.1 → 13.2 13.1 → 13.1	Z = 1 Z = 0	$\overline{w}_2 = 0$ $\overline{w}_2 = 1$	Test si demande de changement de pente ?
13.2 → 13.3 13.2 → 13.7	P = 0 P = 1	$S_r = S'_r$ $S_r \neq S'_r$	Test si demande de changement de sens de rotation
13.3 → 13.4 13.3 → 13.6 13.3 → 13.5	CY = 0 Z = 1 CY = 1	$f_m < f_m^{\text{consigne}}$ $f_m = f_m^{\text{consigne}}$ $f_m > f_m^{\text{consigne}}$	Algorithme d'intégration
13.6 → 13.13 13.6 → 13.12	CY = 1 CY = 0	$f_m < f_{\text{max}}$ $f_m > f_{\text{max}}$	Non linéarité NL2
13.13 → 13.14 13.13 → 13.15	CY = 1 CY = 0	$f_m < f_{\text{min}}$ $f_m > f_{\text{min}}$	Non linéarité NL2
13.9 → 13.16 13.9 → 13.17	CY = 0 CY = 1	$f_m^{\text{consigne}} > f_{\text{max}}$ $f_m^{\text{consigne}} \leq f_{\text{max}}$	
13.17 → 13.19 13.17 → 13.18	CY = 0 CY = 1	$f_m^{\text{consigne}} \geq f_{\text{min}}$ $f_m^{\text{consigne}} < f_{\text{min}}$	
13.19 → 13.6 13.19 → 13.20 13.19 → 13.21	Z = 1 CY = 0 CY = 1	$f_m = f_m^{\text{consigne}}$ $f_m < f_m^{\text{consigne}}$ $f_m \geq f_m^{\text{consigne}}$	Changement du signe de la pente



Tableau 4.5

3 - CIRCUIT DE PUISSANCE

3.1. Réalisation des interrupteurs /39/

Chaque interrupteur bidirectionnel est réalisé à l'aide d'un transistor bipolaire (BUT 35 Motorola) associé à un pont de diodes rapides (MUR 14 Motorola). Des réseaux d'aide à la commutation (à l'ouverture et à la fermeture) permettent de réduire les contraintes appliquées au transistor. La figure 4.11 représente le schéma d'un interrupteur.

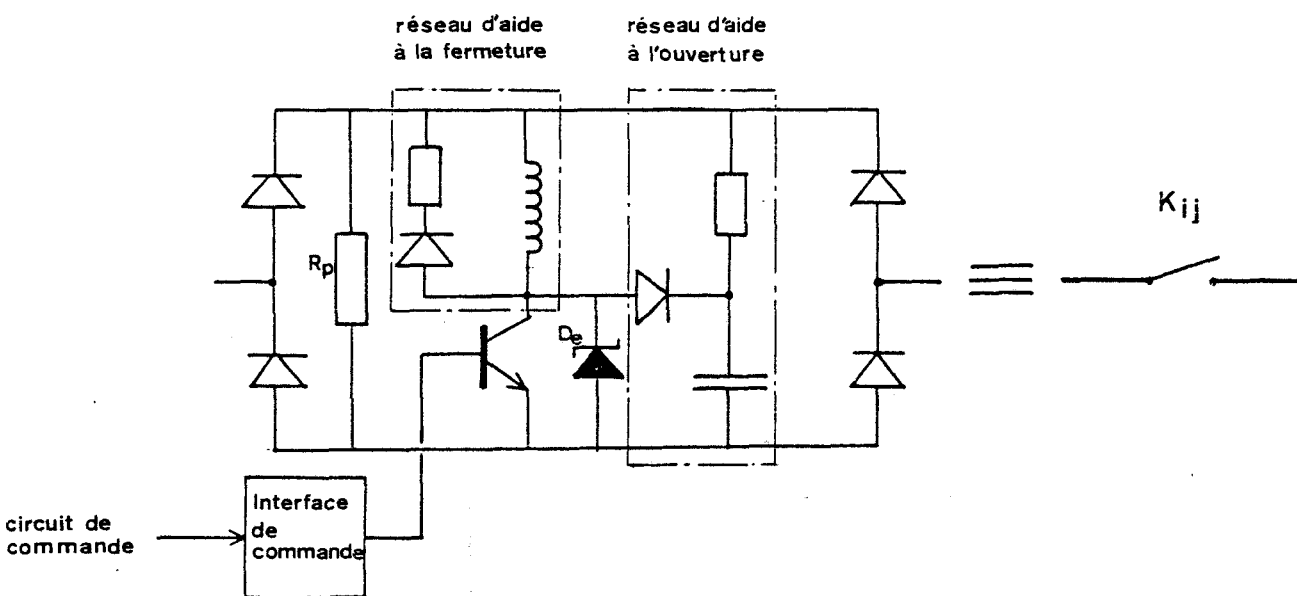


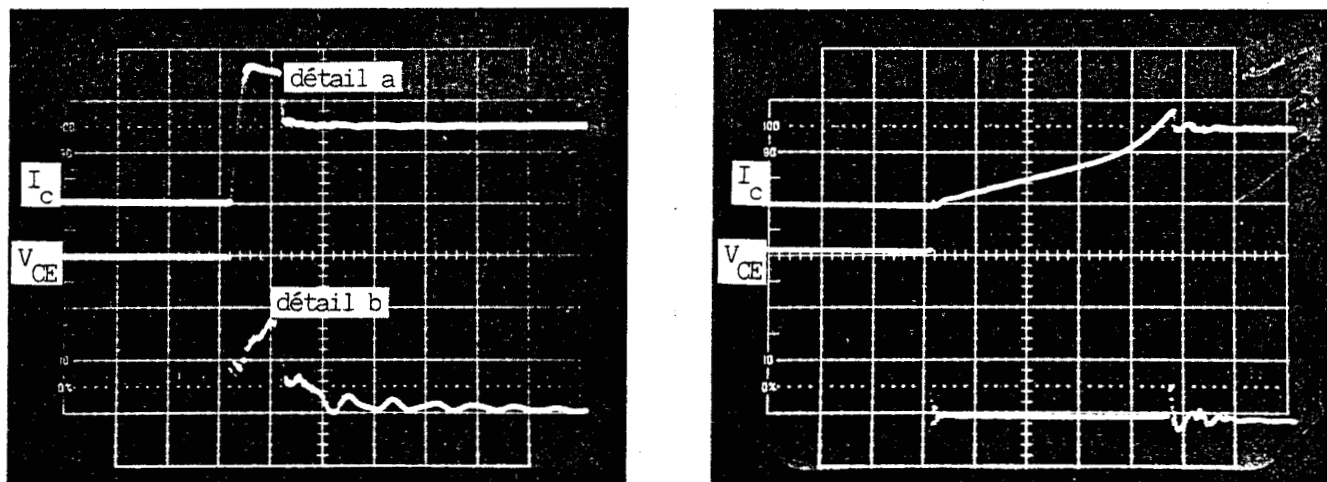
Figure 4.11

La résistance R_p de forte valeur permet de mieux répartir à l'ouverture la tension appliquée aux bornes de chaque interrupteur. Une diode de protection (D_e) "transil" mise en parallèle aux bornes du transistor écrête les surtensions apparaissant à l'ouverture.

L'utilisation d'un circuit d'aide à la commutation impose au transistor un temps de conduction minimal pour décharger le condensateur et une durée de blocage minimale pour décharger l'inductance. Ces deux temps vont limiter les performances de l'équipement.

Les figures 4.12a et 4.12b montrent l'évolution du courant collecteur, de la tension collecteur-émetteur sans réseau d'aide et avec réseau d'aide à la fermeture.

L'observation de ces figures permet de constater l'efficacité du réseau d'aide à la fermeture proposé. La disparition de la surintensité en courant (détail a) évite la désaturation du transistor (détail b) et diminue par conséquent les pertes de commutation.



a

b

Echelles :

1 μ s/div, 20 V/div, 10 A/div

Figure 4.12

3.2. Réalisation du convertisseur

Dans la structure choisie la mise en conduction d'un transistor ne peut se faire que si les deux autres transistors du demi pont considéré sont bloqués. Un délai t_d est donc introduit afin d'éviter, en raison du temps de stockage, un court-circuit des sources d'alimentation (figure 4.13).

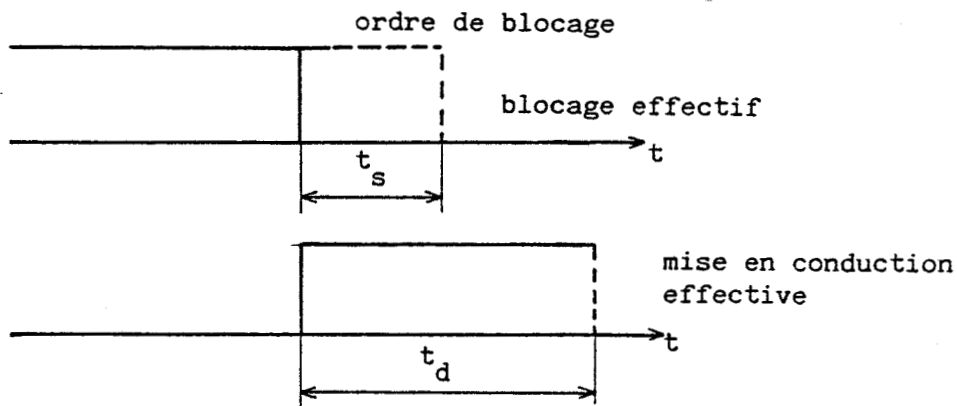


Figure 4.13

Dans ces conditions il est nécessaire d'assurer, à chaque commutation, la continuité du courant dans la charge. Un dispositif de commutation utilisant un ensemble ponts redresseurs rapides - condensateur - hacheur est envisagé (figure 4.14).

Le pont d'entrée triphasé fixe le potentiel aux bornes du condensateur C_h à la valeur maximale de la tension d'entrée alors que le dispositif pont de Graëtz monophasé - hacheur écrête les surtensions apparaissant aux bornes de la charge pendant les commutations. Le principe de fonctionnement de ce système est décrit au paragraphe suivant.

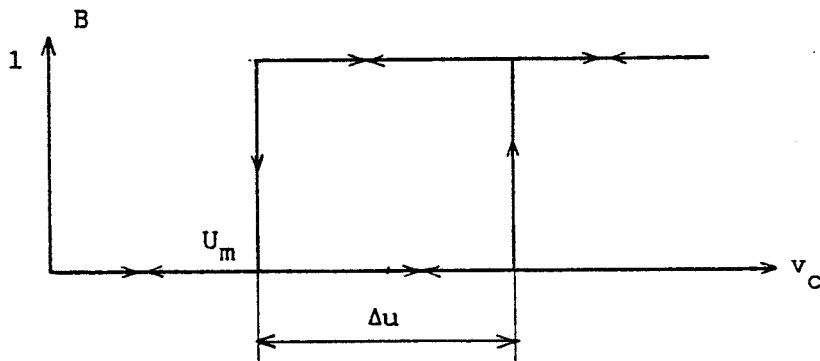
Les trois condensateurs (C_e) placés en amont du convertisseur limitent l'effet des inductances de la source triphasée et dans le cas du chargeur de fréquence diphasé, le hacheur est commun aux deux convertisseurs.

3.3. Principe de fonctionnement Pont de Graëtz - Hacheur

Le hacheur a pour rôle de limiter les variations de la tension v_c aux bornes de la capacité dans une plage fixée en fonction de la tension crête d'alimentation (U_m)

$$U_m \leq v_c \leq U_m + \Delta u$$

La figure 4.15 précise alors la caractéristique du circuit de commande.



B = 1 : transistor conducteur
B = 0 : transistor bloqué

Figure 4.15

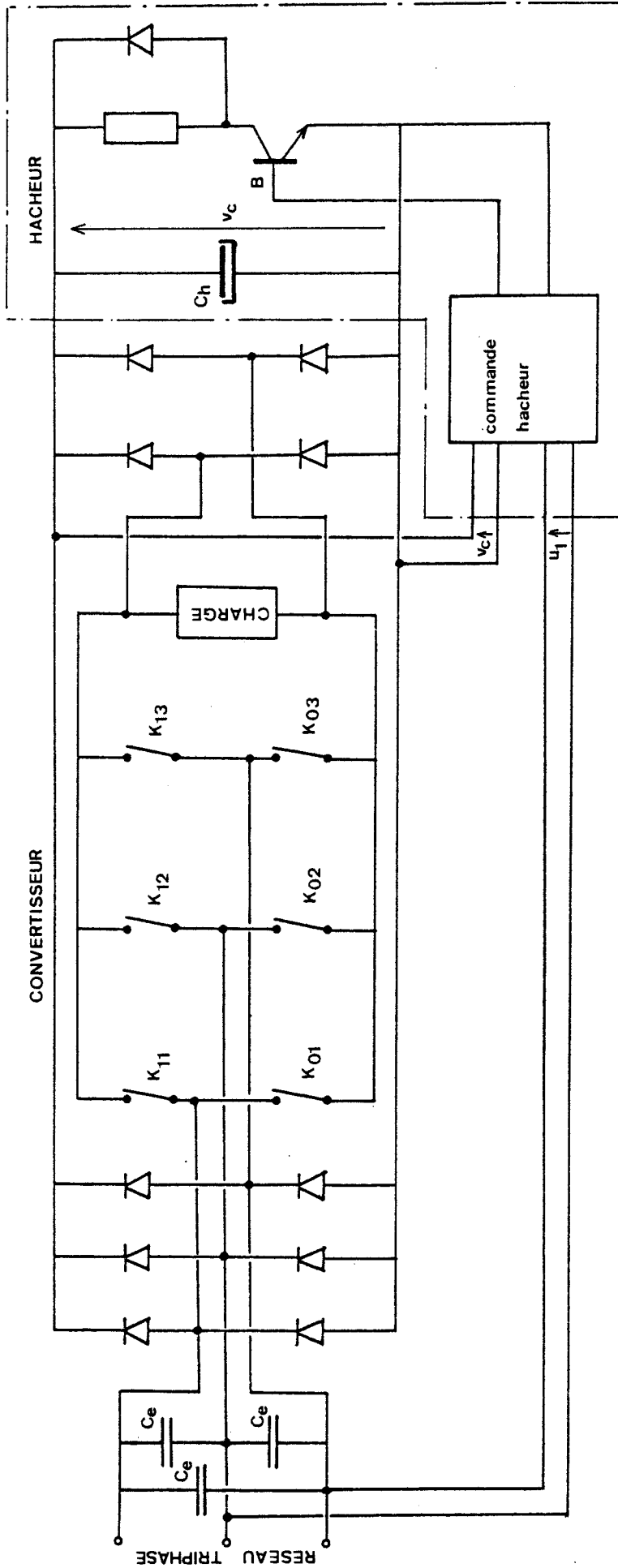


Figure 4.14



En l'absence de surtension la tension moyenne aux bornes de la capacité est égale à U_m . Lorsque des surtensions apparaissent aux bornes de la charge cette valeur moyenne augmente jusqu'à $U_m + \Delta u$, le transistor est alors rendu conducteur et la capacité se décharge jusqu'à U_m .

Ce dispositif permet ainsi de limiter les surtensions aux bornes de la charge à $U_m + \Delta u$, celles-ci venant s'ajouter à la tension du réseau pour se retrouver aux bornes des transistors non conducteurs. Cette tension pourrait devenir évidemment importante si elle n'était pas limitée et risquerait de provoquer la destruction du transistor. La fiabilité de ce dispositif est donc indispensable au fonctionnement correct de l'ensemble.

4 - CONCLUSION

L'avantage essentiel de l'architecture de contrôle microinformatique proposée est sa facilité de réalisation à partir de fonctions élémentaires. L'utilisation de cartes industrielles SIEMENS a permis la mise au point aisée d'un ensemble de grande fiabilité, qualité indispensable pour assurer un fonctionnement correct du changeur de fréquence.

Les temps de commutation des interrupteurs, étroitement liés au choix et à l'assemblage de leurs composants, déterminent la fréquence de découpage maximale possible. La structure classique utilisé dans notre cas à permis une fréquence de découpage de 2400 Hz qui n'a posé aucune difficulté particulière quant à la réalisation du convertisseur.

C O N C L U S I O N

Le chapitre 1 montre que la fonction réalisée par six interrupteurs bidirectionnels totalement contrôlables montés en pont est entièrement définie par la séquence de contrôle choisie. Le concept ainsi développé conduit, pour une stratégie donnée, à établir un schéma fonctionnel équivalent faisant apparaître des structures traditionnelles alors décrites au moyen des réseaux de Pétri. Ce formalisme est transposé en un modèle de simulation afin de prédéterminer les caractéristiques des grandeurs de sortie et de réaliser dans le chapitre 2 l'optimisation du fonctionnement du dispositif dans des conditions particulières de séquençement.

L'étude du changeur de fréquence diphasé, résultat de l'association de deux montages en pont, est effectuée au chapitre 3. Un modèle structuré et précis de simulation numérique des parties commandes et opératives est mis en oeuvre pour définir la structure de contrôle global qui permet la mise en vitesse dans des conditions optimales pour le convertisseur. Les contraintes d'exploitation sont prises en compte au niveau du modèle de sorte que celui-ci prouve sans équivoque l'entière faisabilité du dispositif proposé.

Le formalisme particulier précédemment développé est mis à profit dans le chapitre 4 lors de la construction de l'architecture de contrôle microinformatique.

Les résultats expérimentaux obtenus sur une structure à base de transistors de puissance bipolaires ouvrent de larges horizons sur les possibilités de l'ensemble étudié.

En effet, la réversibilité intrinsèque de ce convertisseur dans lequel n'apparaît, par essence, aucun filtre intermédiaire conduit à une classe d'amplificateur de puissance rapide, qualité indispensable pour l'alimentation de moteurs synchrones ou asynchrones diphasés utilisés comme actionneurs de robotique.

La structure étudiée peut s'étendre sans difficultés à un ensemble polyphasé mais au prix d'une complexité accrue notamment au niveau de la partie puissance.

Une association combinant le montage élémentaire en pont et un onduleur autonome semble plus prometteuse pour l'alimentation de machines triphasées. Mais quelle que soit la solution retenue, les fonctions réalisées pourront toujours être programmées par l'utilisateur face à l'application envisagée et aux contraintes d'exploitation.

ANNEXES

A N N E X E I

Programme de simulation du convertisseur direct
avec une séquence de contrôle à motif de tension fixe
(Débit sur charge R-L)

NB : Sur le listing figure le transcodage entre les variables de la simulation et celles utilisées dans la rédaction.

```

10 ! *****
20 ! ***** CONVERTISSEUR DIRECT DEBIT SUR (R,L) *****
30 ! ***** Laboratoire des Systemes Electromecaniques *****
40 ! ***** (Juin 1986) *****
50 ! *****
60 !
70 DEG
80 GRAPHICS OFF
90 PRINT CHR$(12)
100 MASS STORAGE IS ":INTERNAL,4,0"
110 OPTION BASE 1
120 PRINT "Entrer le type de commande: Unipolaire / Bipolaire "
130 INPUT Cmde$
140 IF Cmde$="BIPOLAIRE" THEN 170
150 IF Cmde$<>"UNIPOLAIRE" THEN 120
160 !
170 ! ***** Principales Notations utilisees *****
180 !
190 ! Ua(1),Ua(2),Ua(3) .....: Tensions composees (u1,u2,u3)
200 !
210 ! Um .....: Amplitude (Um)
220 !
230 ! V .....: Valeur efficace
240 ! U .....: Tension de sortie (u)
250 ! I .....: Courant de sortie (i)
260 ! R,L .....: Caracteristique charge (Resistance,
270 ! Inductance)
280 ! F .....: Frequence du reseau (f)
290 ! Fc .....: Frequence de decoupage (fc)
300 !
310 ! Fm .....: Frequence de modulation (fm)
320 !
330 ! N .....: Nombre de periodes de decoupage
340 ! sur une periode du redresseur
350 ! BO .....: Angle de decoupage β0
360 ! DO .....: Rapport cyclique
370 ! D .....: Rapport cyclique compense
380 ! Uc .....: Fonction de modulation (uc)
390 !
400 ! Km ,Øm .....: Coefficient de modulation (Km)
410 !
420 ! Dephasage fct de modulation (Øm)
430 !
440 ! A0 .....: Retard du bloc redresseur (θ0)
450 !
460 ! A(1), A(2), A(3) .....: Retard (θ1,θ2,θ3)
470 !
480 !
490 ! Sb(1),Sb(2),Sb(3),Sr.....: Pointeurs graphes redresseur
500 ! (St1,St2,St3,Sr)
510 !
520 ! Sh .....: Pointeur graphe hacheur (Sh)
530 !
540 ! Tt11_,Tt21_,Tr1,Tr2 .....:Transitions graphe REDRESSEUR
550 ! (Tt1H,Tt2H,Tr1,Tr2)
560 !
570 !
580 ! Et11_,Et21_ .....: Etapes REDRESSEUR
590 ! (Et1,Et2,Er1,Er2)
600 !
610 !

```

```

620 ! Th1,Th2,Th3 .....: Transitions graphe HACHEUR
630 ! (T ,T ,T )
640 ! h1 h2 h3
650 ! Eh1,Eh2,Eh3 .....: Etapes graphe HACHEUR
660 ! (E ,E ,E )
670 ! h1 h2 h3
680 !
690 ! X .....: Indice de classe (0,1,2)
700 ! S,S_,C .....: Indicateurs binaires (S,S',C)
710 ! G .....: Indice de permutation (1,2,3)
720 ! G_1(G) .....: (G+1) modulo 3
730 ! G_2(G) .....: (G+2) modulo 3
740 ! Syn .....: Variable de synchronisation ( $\Phi_i$ )
750 !
760 ! Bloc redresseur - Bloc Hacheur
770 ! Dt .....: Pas de calcul en seconde
780 !
790 ! ***** Calculs Preliminaires *****
800 !
810 PRINT "Entrer l'angle de RETARD à l'amorçage en degres"
820 INPUT A0
830 READ R,L,V,F,Fc,Fm
840 DATA 25,.24,220,50,2400,50
850 N=Fc/(6*F)
860 M=Fm/F
870 Km=.9
880  $\emptyset_m=0$ 
890  $\beta_0=180/(3*N)$  ! Angle de decoupage
900  $U_m=SQR(2)*V$ 
910  $L_f=360*L*F$ 
920 !
930 ! ***** Initialisations Convertisseur Direct *****
940 !
950 DIM Ua(3),A(3)
960 INTEGER Sh,Sr,Syn,S,C,G
970 INTEGER G_1(3),G_2(3),Sb(3)
980 MAT Ua= (0)
990 MAT Sb= (1) ! Pointeur graphe redresseur
1000 Sr=1 ! Pointeur graphe hacheur
1010 Sh=1
1020 Syn=1
1030 G_1(1)=2 ! Initialisation de G+1
1040 G_1(2)=3
1050 G_1(3)=1
1060 G_2(1)=3 ! Initialisation de G+2
1070 G_2(2)=1
1080 G_2(3)=2
1090 G=1
1100 S=0
1110 Da=.125 ! Pas de calcul en degres
1120 Dt=Da/18000 ! Pas de calcul en seconde
1130 A1=-Da
1140 A1_=-Da
1150 MAT A= (-Da)
1160 Temps=-Dt
1170 Tmin=0 ! Horizon d'observation
1180 Tmax=0 ! (Tmax - Tmin)
1190  $\beta=0$ 
1200 IF A0<=0 THEN A0=Da
1210 !
1220 ! ***** PROGRAMME PRINCIPAL *****

```

```

1230      !
1240      GOSUB Temps
1250      !
1260      ! ~~~~ Traitement du REDRESSEUR ~~~~
1270      !
1280      FOR H=1 TO 3
1290          ON Sb(H) GOSUB Tb11_,Tb12_
1300          ON Sb(H) GOSUB Eb11_,Eb12_
1310      NEXT H
1320          ON Sr GOSUB Tr1_,Tr2_
1330          ON Sr GOSUB Er1_,Er2_
1340      !
1350      ! ~~~~ Traitement du HACHEUR ~~~~
1360      !
1370          ON Sh GOSUB Th1,Th2,Th3
1380          ON Sh GOSUB Eh1,Eh2,Eh3
1390      IF Sh=3 THEN 1350
1400      !
1410      ! ~~~~ Calcul du COURANT dans la CHARGE ~~~~
1420      !
1430          GOSUB Spcalcul
1440      !
1450      ! ~~~~ Exploitation ~~~~
1460      !
1470          GOSUB Spgraphique
1480      GOTO 1220
1490      !
1500      !-----
1510      !
1520      Temps: !
1530          Temps=Temps+Dt
1540          A1=A1+Da
1550          A1_=A1_+Da
1560          IF A1_>=360 THEN A1_=0
1570          Ua(1)=Um*SIN(A1)
1580          Ua(2)=Um*SIN(A1-120)
1590          Ua(3)=Um*SIN(A1+120)
1600          Ua_(1)=SIN(A1+β0/2)
1610          Ua_(2)=SIN(A1-120+β0/2)
1620          Ua_(3)=SIN(A1+120+β0/2)
1630          β=β+Da
1640          RETURN
1650      !
1660      !-----
1670      !
1680      Tb11_: IF ABS(Ua(H))=0 AND A0>0 THEN Sb(H)=2
1690          RETURN
1700      Tb12_: IF A(G_1(H))=A0 THEN Sb(H)=1
1710          RETURN
1720      Eb11_: A(G_1(H))=-Da
1730          RETURN
1740      Eb12_: A(G_1(H))=A(G_1(H))+Da
1750          RETURN
1760      !
1770      !-----
1780      !
1790      Tr1_: IF -(1-2*S)*Ua(G_1(G))>=(1-2*S)*Ua(G_2(G)) AND A(G_1(G))>=A0 THEN
1800          Sr=2
1810          Syn=1
1820          END IF
1830          RETURN

```

```

1840 Tr2_: Sr=1
1850 Er1_: !
1860 RETURN
1870 Er2_: G=G_2(G)
1880 S=NOT (S)
1890 RETURN
1900 !
1910 ! -----
1920 !
1930 Th1: IF β>=D*β0 THEN Sh=2
1940 IF Syn=1 THEN Sh=3
1950 RETURN
1960 Th2: IF β>=β0 THEN Sh=3
1970 IF Syn=1 THEN Sh=3
1980 RETURN
1990 Th3: Sh=1
2000 RETURN
2010 Eh1: C=1
2020 RETURN
2030 Eh2: C=0
2040 RETURN
2050 Eh3: ! Calcul du Rapport Cyclique
2060 β=0
2070 Syn=0
2080 U_=(1-2*S)*Ua_(G_2(G))
2090 !
2100 IF Cmde$="UNIPOLAIRE" THEN 2190
2110 !
2120 ! ~~~~ Commande bipolaire ~~~~
2130 !
2140 Uc=.5*(1+Km*SIN(M*A1+θm)) ! Fonction de modulation
2150 D0=Uc
2160 D=.5*(1+3*(2*D0-1)*COS(A0)/(PI*U_))! Rapport cyclique compense
2170 GOTO 2250
2180 !
2190 ! ~~~~ Commande unipolaire ~~~~
2200 !
2210 Uc=Km*SIN(M*A1+θm) ! Fonction de modulation
2220 D0=ABS(Uc)
2230 D=3*D0*COS(A0)/(PI*U_) ! Rapport cyclique compense
2240 S_ =1-FNSgn(Uc) ! Signe
2250 !
2260 ! ~~~~ Limitation du rapport cyclique ~~~~
2270 !
2280 IF D>.95 THEN D=.95
2290 IF D<.05 THEN D=.05
2300 RETURN
2310 !
2320 ! -----
2330 !
2340 Spcalcul: ! Methode de Runge Kutta
2350 IF Cmde$="UNIPOLAIRE" THEN 2420
2360 !
2370 ! ~~~~ Commande BIPOLAIRE ~~~~
2380 !
2390 X=2*(C EXOR S)
2400 GOTO 2460
2410 !
2420 ! ~~~~ Commande UNIPOLAIRE ~~~~
2430 !
2440 X=1+C*(1-2*S_)*(1-2*S)

```

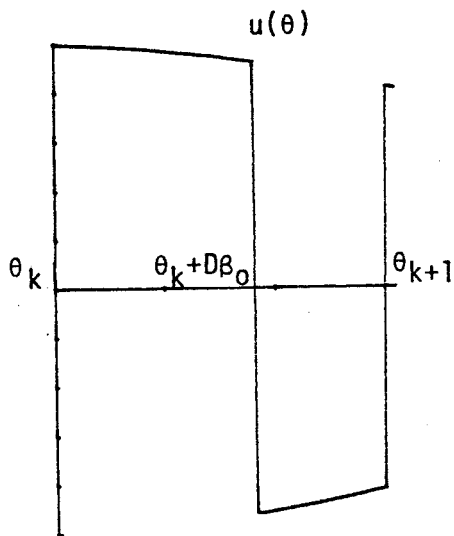
```
2450 !
2460 ! ~~~~ Determination de la tension de sortie ~~~~
2470 !
2480     U=(X-1)*Ua(G_2(G))
2490 !
2500 ! ~~~~ Calcul du courant par RK4 ~~~~
2510 !
2520     K1=(U-R*I)/Lf
2530     K2=(U-R*(I+.5*Da*K1))/Lf
2540     K3=(U-R*(I+.5*Da*K2))/Lf
2550     K4=(U-R*(I+Da*K3))/Lf
2560     I=I+Da*(K1+2*K2+2*K3+K4)/6
2570     RETURN
2580 Spgraphique:!
2590     IF A1=0 THEN GOSUB Limite
2600     PLOT Temps,U
2610     RETURN
2620 Limite:!
2630     GRAPHICS ON
2640     GCLEAR
2650     Kt=Kt+1
2660     Tmin=Tmax
2670     Tmax=Kt*.02
2680     VIEWPORT 0,132,8,90
2690     WINDOW Tmin,Tmax,-400,400
2700     AXES 3.33333E-3,50,Tmin,0,5,2,3
2710     RETURN
2720 END
2730     DEF FNSgn(Uc)
2740         IF Uc=0 THEN 2770
2750             Signe=(1+SGN(Uc))/2
2760             GOTO 2780
2770             Signe=1
2780             RETURN Signe
2790     FNE
```

*

A N N E X E I I

Calcul de la valeur moyenne et développement en série de Fourier
de la tension u

1 - ONDE BIPOLAIRE



$$\theta_k = k\beta_0$$

$$\theta_{k+1} = (k+1)\beta_0$$

$$u(\theta) = U_m \sin(\theta + \theta_0 + \frac{\pi}{3})$$

pour $\theta \in [0, \frac{\pi}{3}]$

Valeur moyenne sur un intervalle de découpage

$$\overline{u'}_k = \frac{3f_c}{116f} \int_{\theta_k}^{\theta_{k+1}} u(\theta) d\theta = \frac{f_c}{2\pi f} \int_{\theta_k}^{\theta_{k+D\beta_0}} u(\theta) d\theta - \frac{f_c}{2\pi f} \int_{\theta_{k+D\beta_0}}^{\theta_{k+1}} u(\theta) d\theta$$

$$\overline{u'}_k = \frac{f_c}{2\pi f} U_m \left[-2 \cos((k+D)\beta_0 + \theta_0 + \frac{\pi}{3}) + \cos[k\beta_0 + \theta_0 + \frac{\pi}{3}] + \cos[(k+1)\beta_0 + \theta_0 + \frac{\pi}{3}] \right]$$

La valeur moyenne sur un intervalle de 60° est donnée par la relation

$$\overline{u'} = \frac{6f_c}{f_c} \sum_{k=0}^{k=f_c/6f-1} \overline{u'}_k$$

La décomposition en série de Fourier nous donne l'amplitude de l'harmonique de rang p

$$U_p = \sqrt{a_p^2 + b_p^2}$$

avec

$$\begin{aligned}
 a_p &= \frac{6}{\pi} \sum_{k=0}^{k=f_c/6f-1} \int_{\theta_k}^{\theta_{k+1}} u(\theta) \cos(6p\theta) d\theta \\
 &= \frac{6}{\pi} \sum_{k=0}^{k=f_c/6f} \left[\int_{\theta_k}^{\theta_{k+D}\beta_o} u(\theta) \cos(6p\theta) d\theta - \int_{\theta_k}^{\theta_{k+1}} u(\theta) \cos(6p\theta) d\theta \right] \\
 b_p &= \frac{6}{\pi} \sum_{k=0}^{k=f_c/6f-1} \int_{\theta_k}^{\theta_{k+1}} u(\theta) \sin(6p\theta) d\theta \\
 &= \frac{6}{\pi} \sum_{k=0}^{k=f_c/6f-1} \left[\int_{\theta_k}^{\theta_{k+D}\beta_o} u(\theta) \sin(6p\theta) d\theta - \int_{\theta_k}^{\theta_{k+1}} u(\theta) \sin(6p\theta) d\theta \right]
 \end{aligned}$$

tous calculs faits nous trouvons

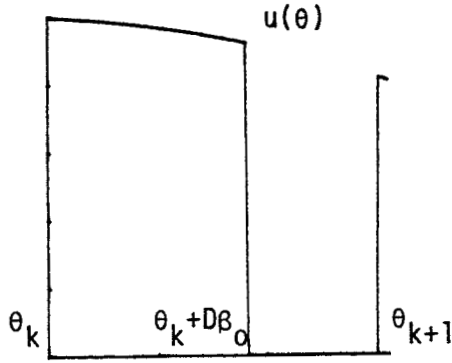
$$\begin{aligned}
 a_p &= \frac{3U}{\pi m} \left[\frac{1}{1+6p} [-2\cos((1+6p)(k+D)\beta_o + \theta_o + \frac{\pi}{3}) + \cos((1+6p)k\beta_o + \theta_o + \frac{\pi}{3}) + \cos((1+6p)(k+1)\beta_o + \theta_o + \frac{\pi}{3})] \right. \\
 &\quad \left. + \frac{1}{1-6p} [-2\cos((1-6p)(k+D)\beta_o + \theta_o + \frac{\pi}{3}) + \cos((1-6p)k\beta_o + \theta_o + \frac{\pi}{3}) + \cos((1-6p)(k+1)\beta_o + \theta_o + \frac{\pi}{3})] \right] \\
 b_p &= \frac{3U}{\pi m} \left[\frac{1}{1+6p} [-2\sin((1+6p)(k+D)\beta_o + \theta_o + \frac{\pi}{3}) + \sin((1+6p)k\beta_o + \theta_o + \frac{\pi}{3}) + \sin((1+6p)(k+1)\beta_o + \theta_o + \frac{\pi}{3})] \right. \\
 &\quad \left. - \frac{1}{1-6p} [-2\sin((1-6p)(k+D)\beta_o + \theta_o + \frac{\pi}{3}) + \sin((1-6p)k\beta_o + \theta_o + \frac{\pi}{3}) + \sin((1-6p)(k+1)\beta_o + \theta_o + \frac{\pi}{3})] \right]
 \end{aligned}$$

de l'expression de U_p nous pouvons déduire immédiatement le module de l'harmonique de courant de rang p

$$I_p = \frac{U_p}{Z_p}$$

Z_p est l'impédance présentée par la charge à la fréquence $6pf$

2 - ONDE UNIPOLAIRE



Valeur moyenne sur un intervalle de découpage

$$\bar{u}'_k = \frac{3}{\pi} \frac{f_c}{6f} (1 - 2S') \int_{\theta_k}^{\theta_{k+1}} u(\theta) d\theta = \frac{f_c}{2\pi f} (1 - 2S') \int_{\theta_k}^{\theta_k + D\beta_0} u(\theta) d\theta$$

$$\bar{u}'_k = \frac{f_c}{2\pi f} (1 - 2S') U_m \left[\cos(k\beta_0 + \theta_0 + \frac{\pi}{3}) - \cos((k+D)\beta_0 + \theta_0 + \frac{\pi}{3}) \right]$$

comme précédemment nous avons :

$$\bar{u}' = \frac{6f}{f_c} \sum_{k=0}^{k=f_c/6f-1} \bar{u}'_k$$

les termes a_p et b_p du développement en série de Fourier ont pour expression :

$$a_p = \frac{3}{\pi} (1-2S') U_m \left[\frac{1}{1+6p} \left[\cos((1+6p)k\beta_0 + \theta_0 + \frac{\pi}{3}) - \cos((1+6p)(k+D)\beta_0 + \theta_0 + \frac{\pi}{3}) \right] \right. \\ \left. + \frac{1}{1-6p} \left[\cos((1-6p)k\beta_0 + \theta_0 + \frac{\pi}{3}) - \cos((1-6p)(k+D)\beta_0 + \theta_0 + \frac{\pi}{3}) \right] \right]$$

$$b_p = \frac{3}{\pi} (1-2S') U_m \left[\frac{1}{1+6p} \left[\sin((1+6p)k\beta_0 + \theta_0 + \frac{\pi}{3}) - \sin((1+6p)(k+D)\beta_0 + \theta_0 + \frac{\pi}{3}) \right] \right. \\ \left. - \frac{1}{1-6p} \left[\sin((1-6p)k\beta_0 + \theta_0 + \frac{\pi}{3}) - \sin((1-6p)(k+D)\beta_0 + \theta_0 + \frac{\pi}{3}) \right] \right]$$

Pour les tension et courant, les amplitudes des harmoniques de rang p sont toujours données respectivement par les relations suivantes :

$$U_p = \sqrt{a_p^2 + b_p^2} \quad \text{et} \quad I_p = \frac{U_p}{Z_p}$$

A N N E X E I I I

Algorithme de calcul
(Méthode de Gauss-Legendre)

Soit $f(x)$ une fonction définie sur un intervalle $[c, c+2L']$ et en dehors de cet intervalle par $f(x+2L')$, c'est à dire que $f(x)$ a pour période $2L'$. Le développement de Fourier correspondant à $f(x)$ est donné par :

$$f(x) = a_0 + \sum_{p=1}^{p=\infty} a_p \cos \left(p \frac{\pi}{L'} x \right) + b_p \sin \left(p \frac{\pi}{L'} x \right)$$

où les coefficients de Fourier a_0 , a_p et b_p sont :

$$a_0 = \frac{1}{2L'} \int_c^{c+2L'} f(x) dx \quad (A3.1)$$

$$a_p = \frac{1}{L'} \int_c^{c+2L'} f(x) \cos \left(p \frac{\pi}{L'} x \right) dx = \frac{1}{L'} \int_c^{c+2L'} g(x) dx \quad (A3.2)$$

$$b_p = \frac{1}{L'} \int_c^{c+2L'} f(x) \sin \left(p \frac{\pi}{L'} x \right) dx = \frac{1}{L'} \int_c^{c+2L'} h(x) dx \quad (A3.3)$$

Il s'agit donc de calculer a_0 , a_n et b_n lorsque $f(x)$ est une fonction périodique connue sous forme discrète, les valeurs de $f(x)$ étant régulièrement espacées de :

$$\Delta x = \frac{2L'}{N}$$

avec

$$x_{i'} = i' \Delta x$$

où i' représente le i' ^{ième} intervalle et N le nombre de points.

Pour calculer les intégrales A3.1, 2 et 3 nous utilisons la méthode de Gauss-Legendre, le coefficient de fourier a_0 s'écrit dans ce cas :

$$a_0 = \frac{\Delta x}{2L'} \sum_{i'=0}^{i'=N/4} [K_0 f(x_{i'}) + K_1 f(x_{(i'+1)}) + K_2 f(x_{(i'+2)}) + K_3 f(x_{(i'+3)}) + K_4 f(x_{(i'+4)})]$$

avec

$$K_0 = K_4 = \frac{14}{45}$$

$$K_1 = K_3 = \frac{64}{45}$$

$$K_2 = \frac{24}{45}$$

et

N doit satisfaire la relation suivante

$$\frac{N}{4} \in \mathbb{N}$$

Les coefficients a_p et b_p s'obtiennent de la même manière que le coefficient a_0 .

*

A N N E X E I V

Développement en série de Fourier de la tension u par la
méthode de la modulante "gelée"

Le développement en série de Fourier de la tension u a pour expression (46) :

$$u = \bar{v} K_m \sin(\theta_m + \phi_m) + \frac{(1-2S')v}{\Pi} \left[\sum_{p=1}^{\infty} \frac{1}{p} \sin(2\Pi p K_m |\sin(\theta_m + \phi_m)|) \cos(p\theta_c) - \frac{1}{p} \cos(2\Pi p K_m |\sin(\theta_m + \phi_m)|) \sin(p\theta_c) + \frac{1}{p} \sin p\theta_c \right]$$

avec

$$\theta_c = \omega_c t \quad \text{et} \quad \omega_c = 2\Pi f_c$$

$$\theta_m = \omega_m t \quad \text{et} \quad \omega_m = 2\Pi f_m$$

En remarquant que :

$$\cos(2\Pi p K_m |\sin(\theta_m + \phi_m)|) = \cos(2\Pi p K_m \sin(\theta_m + \phi_m))$$

et

$$\sin(2\Pi p K_m |\sin(\theta_m + \phi_m)|) = -\sin(2\Pi p K_m \sin(\theta_m + \phi_m)) \text{ pour } \sin(\theta_m + \phi_m) < 0$$

$$\sin(2\Pi p K_m |\sin(\theta_m + \phi_m)|) = +\sin(2\Pi p K_m \sin(\theta_m + \phi_m)) \text{ pour } \sin(\theta_m + \phi_m) > 0$$

l'expression (46) devient :

$$u = \bar{v} K_m \sin(\theta_m + \phi_m) + \frac{\bar{v}}{\Pi} \sum_{p=1}^{\infty} \frac{1}{p} \sin(2\Pi p K_m \sin(\theta_m + \phi_m)) \cos(p\theta_c) - \frac{\bar{v}}{\Pi} (1-2S') \cdot \sum_{p=1}^{\infty} \frac{1}{p} \cos(2\Pi p K_m \sin(\theta_m + \phi_m)) \sin(p\theta_c) + \frac{\bar{v}}{\Pi} (1-2S') \cdot \sum_{p=1}^{\infty} \frac{1}{p} \sin(p\theta_c) \quad (A4.1)$$

Cette expression comprend d'une part le terme fondamental déterminé précédemment et d'autre part des harmoniques pf_c modulés en amplitude par les facteurs :

$$\sin(2\Pi p K_m \sin(\theta_m + \emptyset_m)) \text{ pour les termes en cosinus} \quad (A4.2)$$

$$\cos(2\Pi p K_m \sin(\theta_m + \emptyset_m)) \text{ pour les termes en sinus} \quad (A4.3)$$

L'introduction des fonctions de Bessel de 1er espèce permet de développer ces deux facteurs en série /40/ :

$$\cos(Z \sin(\theta)) = J_0(Z) + 2 \sum_{q=1}^{\infty} J_{2q}(Z) \cos(2q\theta)$$

$$\sin(Z \sin(\theta)) = 2 \sum_{q=0}^{\infty} J_{(2q+1)}(Z) \sin((2q+1)\theta)$$

Les relations A4.2 et A4.3 sont donc égales à

$$\cos(2\Pi p K_m \sin(\theta_m + \emptyset_m)) = J_0(2\Pi p K_m) + 2 \sum_{q=1}^{\infty} J_{2q}(2\Pi p K_m) \cos(2q(\theta_m + \emptyset_m)) \quad (A4.4)$$

$$\sin(2\Pi p K_m \sin(\theta_m + \emptyset_m)) = 2 \sum_{q=0}^{\infty} J_{2q+1}(2\Pi p K_m) \sin((2q+1)(\theta_m + \emptyset_m)) \quad (A4.5)$$

En reportant ces expressions dans (A4.1) et en transformant les produits de fonctions trigonométriques en sommes, il vient :

$$\begin{aligned} u = & \overline{V} K_m \sin(\theta_m + \emptyset_m) + \frac{\overline{V}}{\Pi} (1-2S') \sum_{p=1}^{\infty} \frac{1}{p} \sin(p\theta_c) \\ & - \frac{\overline{V}}{\Pi} \sum_{p=1}^{\infty} \frac{1}{p} J_0(2\Pi p K_m) \sin(p\theta_c) \\ & - \frac{\overline{V}}{\Pi} (1-2S') \sum_{p=1}^{\infty} \frac{1}{p} \sum_{q=1}^{\infty} J_{2q}(2\Pi p K_m) [\sin(2q\theta_m + p\theta_c + 2q\emptyset_m) - \sin(2q\theta_m - p\theta_c + 2q\emptyset_m)] \\ & + \frac{\overline{V}}{\Pi} \sum_{p=1}^{\infty} \frac{1}{p} \sum_{q=0}^{\infty} J_{(2q+1)}(2\Pi p K_m) [\sin((2q+1)\theta_m + p\theta_c + (2q+1)\emptyset_m) \\ & \quad + \sin((2q+1)\theta_m - p\theta_c + (2q+1)\emptyset_m)] \end{aligned} \quad (A4.6)$$

*

A N N E X E V

Programme de Transformée de Fourier Rapide
(Algorithme de Cooley)

```
10 !*****
20 !***** Transformee de Fourier Rapide *****
30 !***** (T.F.R) *****
40 !***** ALGORITHME de COOLEY *****
50 !***** Laboratoire des Systemes Electromecaniques *****
60 !***** JUIN 1986 *****
70 !*****
80 !
90 OPTION BASE 0
100 PRINT CHR$(12)
110 GOSUB Definitions
120 DEG
130 GRAPHICS OFF
140 !
150 !***** Principales Notations utilisees *****
160 !
170 ! N1 ..... : Nombre d'Echantillons (N)
180 ! Periode ..... : Periode d'Observation ou
190 ! Periode Spectrale (T')
200 ! Df ..... : Increment sur l'axe des frequences (Δf)
210 ! Dt ..... : Periode d'Echantillonnage (Δt)
220 ! J*Dt ..... : Instants d'Echantillonnage (t)
230 !
240 ! Xo=J*Df ..... : Frequences Harmoniques ( $f_n = n \cdot \Delta f$ )
250 !
260 !
270 ! ----- ENTREE des DONNEES -----
280 !
290 COM Periode,Fondamental
300 COM INTEGER N1
310 PRINT "Donnez la periode du signal a analyser(en secondes) = ";
320 PRINT Periode;" s"
330 PRINT "Donnez le nombre de points a prendre N1 (puissance de 2 max 16384)
340 PRINT " N1 = ";N1
350 !
360 !----- CALCULS PRELIMINAIRES -----
370 !----- INITIALISATIONS -----
380 !
390 DIM X(16384,1),A(16384)
400 REDIM X(N1,1),A(N1-1)
410 Dt=Periode/N1
420 Df=1/(N1*Dt)
430 PRINT
440 PRINT "Periode spectrale = ";Periode;" s"
450 PRINT
460 PRINT "Increment sur l'axe des frequences = ";Df;" Hz"
470 PRINT "Increment sur l'axe des temps = ";Dt;" s"
480 IF Fondamental<>0 THEN PRINT "Fondamental = ";Fondamental;" Hz"
490 MAT X= (0)
500 MAT A= (0)
510 ALPHA OFF
520 GRAPHICS ON
530 !
540 ! ----- CHARGEMENT des ECHANTILLONS -----
550 ! ----- TRACAGE du SIGNAL a ANALYSER -----
560 !
570 VIEWPORT 70,70+50,95,95+10
580 PEN 4
590 CSIZE 3.5,.6
600 FRAME
```



```
1220 FOR I=0 TO M-1
1230 J=J1+I
1240 Yec=X(J,0)+X(J+M,0)*Wec-X(J+M,1)*Wes
1250 Yes=X(J,1)+X(J+M,1)*Wec+X(J+M,0)*Wes
1260 Ydc=X(J,0)+X(J+M,0)*Wdc-X(J+M,1)*Wds
1270 Yds=X(J,1)+X(J+M,1)*Wdc+X(J+M,0)*Wds
1280 X(J,0)=Yec
1290 X(J,1)=Yes
1300 X(J+M,0)=Ydc
1310 X(J+M,1)=Yds
1320 NEXT I
1330 J1=J1+2*M
1340 NEXT L
1350 J1=0
1360 IF P<>R THEN 970
1370 !
1380 !*****DETERMINATION DU SPECTRE*****
1390 !
1400 FOR J=0 TO N1-1
1410 Xo=SQR(X(J,0)^2+X(J,1)^2)
1420 Yo=0
1430 X(J,0)=Yo
1440 X(J,1)=Xo
1450 NEXT J
1460 FOR K=0 TO N1-3 STEP 2
1470 K2=K2+1
1480 I=A(K2)
1490 J=I+N1/2
1500 X(I,0)=X(K,1)
1510 X(J,0)=X(K+1,1)
1520 NEXT K
1530 !
1540 ! -----
1550 !
1560 !
1570 ! ----- PARTIE EXPLOITATION -----
1580 !
1590 OFF KBD
1600 GRAPHICS ON
1610 VIEWPORT 55,190,10,65
1620 WINDOW 0,100*Df,0,1.1
1630 Ab=11
1640 PEN Ab
1650 AXES Df,.1,0,0,2,5,2
1660 Ab=0
1670 IF Fundamental=0 THEN
1680 Cte=MAX(X(*))
1690 ELSE
1700 Cte=X(Fondamental/Df,0)
1710 END IF
1720 PRINT CHR$(12)
1730 PRINT USING 1750;"Fréquence ","Amplitude","I(n.df)/I(";Fondament
al;)"
1740 PRINT USING 1750;"harmonique"
1750 IMAGE AAAAAAAAAA,XX,AAAAAAAAAA,XX,AAAAAAAAAA,DDD.DD,AAA
1760 IF Fundamental<>0 THEN
1770 MOVE Fundamental*3,.9
1780 CSIZE 4,.4
1790 Cte_=INT(10000*Cte/N1*SQR(2))/10000
1800 LABEL "Valeur efficace du fondamental=";Cte_
1810 END IF
```

```
1820     FOR J=1 TO N1/2-1
1830     Compteur=Compteur+1
1840     IF Compteur=16 THEN GOSUB Key0
1850     Y=X(J,0)
1860     Xo=J*Df
1870     MOVE Xo,0
1880     IF Fondamental=0 THEN
1890         PRINT USING 1930;Xo,Y/(N1/2)
1900     ELSE
1910         PRINT USING 1930;Xo,Y/(N1/2),Y/Cte*100
1920     END IF
1930     IMAGE DDDDD.DDD,XXX,DDDD.DDD,XXX,DDDD.DDD
1940     A(J)=Y
1950     Ab=Ab+1
1960     IF Ab>14 THEN Ab=1
1970     IF Ab=11 THEN Ab=Ab+1
1980     PEN Ab
1990     DRAW Xo,Y/Cte
2000     NEXT J
2010     DISP "FIN"
2020     PAUSE
2030 !
2040 ! ----- DEFINITION des KEY -----
2050 !
2060 Key0: !
2070 DISP "**** Pour avoir les 15 PROCHAINES VALEURS appuyer sur la K0 ****"
2080 IF Compteur=16 THEN 2070
2090 RETURN
2100 Definitions: !
2110     ON KEY 0 LABEL "SUITE" GOSUB Definition0
2120     RETURN
2130 Definition0: !
2140     Compteur=0
2150     RETURN
2160 Definition2: !
2170     BEEP 90,1
2180     DISP "Vous n'avez pas acces au clavier "
2190     RETURN
2200 END
```

*

A N N E X E V I

Modélisation du moteur à cage diphasé

Nous définissons pour les enroulements du rotor équivalent les changements de variables suivants :

$$i'_{r_d} = \frac{l_r}{M} i_{r_d} \quad \text{et} \quad i'_{r_q} = \frac{l_r}{M} i_{r_q}$$

Nous exprimons dans les résultats du chapitre III les courants i_{r_d} et i_{r_q} en fonction des courants i'_{r_d} et i'_{r_q} . Les groupes d'équations obtenus présentent des coefficients mesurables dans le cas du moteur à cage.

Dans ces conditions nous avons :

$$[L'] = \begin{bmatrix} l_s & 0 & \frac{M^2}{l_r} & 0 \\ 0 & l_s & 0 & \frac{M^2}{l_r} \\ 0 & 1 & 1 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 1 \end{bmatrix} ; \quad [R'] = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \frac{R_r}{l_r} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & \frac{R_r}{l_r} \end{bmatrix}$$

et

$$C_e = p_p \frac{M^2}{l_r} (i'_{r_d} i_{s_2} - i'_{r_q} i_{s_1})$$



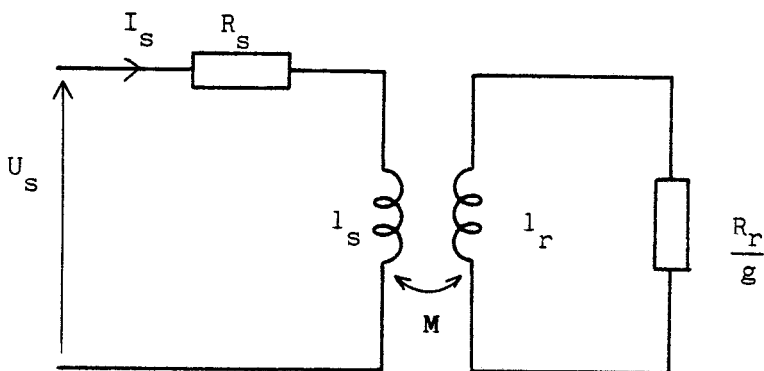
*

A N N E X E V I I

Identification des paramètres d'un moteur
à cage diphasé

I - PRINCIPE

Chacune des phases de la machine peut être représentée par le schéma équivalent suivant :



L'impédance d'une phase, pour un glissement g donné est égale

à :

$$Z_s = R'_s + j l'_s \omega$$

avec

$$R'_s = R_s + \frac{g \tau_r (M \omega)^2 / l_r}{1 + (g \tau_r \omega)^2}$$

$$l'_s = l_s - \frac{g^2 \tau_r^2 (M \omega)^2 / l_r}{1 + (g \tau_r \omega)^2}$$

et

$$\tau_r = \frac{l_r}{R_r}$$

Au synchronisme ($g = 0$) il vient :

$$Z_s = R_s + j l_s \omega$$



La reconnaissance de R'_s et l'_s pour une charge donnée permet de déterminer les paramètres τ_r et M^2/l_r . Nous trouvons tous calculs faits :

$$\tau_r = \frac{1}{g} \left[\frac{l_s - l'_s}{R'_s - R_s} \right]$$

$$\frac{M^2}{l_r} = (l_s - l'_s) \left(1 + \frac{1}{g^2 \tau_r^2 \omega^2} \right)$$

II - MESURES

- Mesures de R_s

La résistance statorique R_s est déterminée par un essai en courant continu.

- Mesure de l_s

Le moteur est entraîné à sa vitesse de synchronisme par un moteur auxiliaire et l'on applique au stator un système de tension diphasé. La mesure de la tension appliquée et du courant traversant une phase permet de déterminer par la relation suivante l'inductance propre :

$$l_s = \frac{1}{\omega} \sqrt{\frac{U_s^2}{I_s^2} - R_s^2}$$

- Essai à vide

Un essai à vide permet de mesurer les pertes dans la machine (pertes fer + pertes mécaniques) telle que :

$$\text{pertes} = P_{10} - 2 R_s I_s^2$$

P_{10} : puissance active mesurée à vide.

- Essai en charge

Lors d'un essai en charge on mesure la puissance active et apparente ainsi que le glissement. Ces essais permettent de calculer R'_s et l'_s qui ont pour expression :

$$R'_s = \frac{P_m - \text{pertes}}{2I_s^2}$$

$$i'_s = \frac{Q_m}{2I_s^2} \quad \text{avec } Q_m = \sqrt{S_a^2 - P_m^2}$$

$S_a = 2 U_s I_s$ (puissance apparente)

Ces essais sont effectués pour la valeur nominale du flux.

*

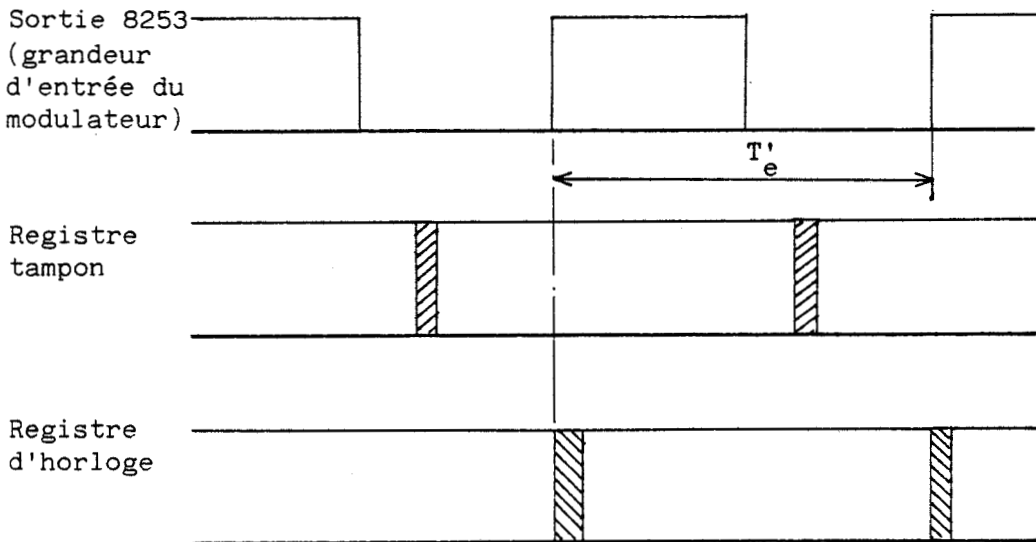


A N N E X E V I I I

Fonctionnement intrinsèque du compteur

La fréquence d'horloge du modulateur (f_{clk}) est élaborée par un compteur programmable 8253. Ce compteur fonctionne en décomptage binaire et son registre d'horloge est sur seize bits.

Pour l'application envisagée, il délivre une onde carrée de période T'_e . Les écritures dans le compteur se font de manière asynchrone (registre tampon) c'est à dire que si nous changeons de diviseur en cours de fonctionnement la période n'est pas affectée tant que l'on n'a pas un front montant sur la sortie (figure A8.1).



Chargement du diviseur dans le registre Tampon



Chargement du registre tampon dans le registre d'horloge

Figure A8.1

*

A N N E X E I X

Tableau de transcodage
(commande unipolaire)

$$(G, X) = f(A_7, A_6, \dots, A_0)$$

$$A_0 = \overline{C} \text{ et } A_1 = \overline{S}$$

A ₇	A ₆	A ₅	A ₄	A ₃	A ₂	A ₁	A ₀	G	X	Paires d'éléments conducteurs
0	0	0	0	0	1	1	0	3	2	K ₁₃ , K ₀₁
0	0	0	0	0	1	1	1	3	1	K ₁₃ , K ₀₃
0	0	0	0	1	0	1	0	2	0	K ₁₃ , K ₀₂
0	0	0	0	1	0	1	1	2	1	K ₁₂ , K ₀₂
0	0	0	1	0	0	1	0	1	2	K ₁₁ , K ₀₂
0	0	0	1	0	0	1	1	1	1	K ₁₁ , K ₀₁
0	0	1	0	0	0	1	0	3	0	K ₁₁ , K ₀₃
0	0	1	0	0	0	1	1	3	1	K ₁₃ , K ₀₃
0	1	0	0	0	0	1	0	2	2	K ₁₂ , K ₀₃
0	1	0	0	0	0	1	1	2	1	K ₁₂ , K ₀₂
1	0	0	0	0	0	1	0	1	0	K ₁₂ , K ₀₁
1	0	0	0	0	0	1	1	1	1	K ₁₁ , K ₀₁
<hr/>										
0	0	0	0	0	1	0	0	3	0	K ₁₁ , K ₀₃
0	0	0	0	0	1	0	1	3	1	K ₁₃ , K ₀₃
0	0	0	0	1	0	0	0	2	2	K ₁₂ , K ₀₃
0	0	0	0	1	0	0	1	2	1	K ₁₂ , K ₀₂
0	0	0	1	0	0	0	0	1	0	K ₁₂ , K ₀₁
0	0	0	1	0	0	0	1	1	1	K ₁₁ , K ₀₁
0	0	1	0	0	0	0	0	3	2	K ₁₃ , K ₀₁
0	0	1	0	0	0	0	1	3	1	K ₁₃ , K ₀₃
0	1	1	0	0	0	0	0	2	0	K ₁₃ , K ₀₂
0	1	0	0	0	0	0	1	2	1	K ₁₂ , K ₀₂
1	0	0	0	0	0	0	0	1	2	K ₁₁ , K ₀₂
1	0	0	0	0	0	0	1	1	1	K ₁₁ , K ₀₁



La synchronisation est effectuée sur la tension u₁.

Il apparait donc vingt quatre adresses distinctes pour caractériser l'état des liaisons source-charge. Les autres cases mémoires restantes définissent l'état bloqué des ponts.

*

A N N E X E X

Programme en langage assembleur

Le programme suivant a été écrit directement en langage assembleur sur un outil de développement SIEMENS (PMS-T 85 D).

```

;*****
;***** PROGRAMME CONVERTISSEUR *****
;***** DIRECT *****
;*****
;
0100      ASEG
ORG      100H
;
;-----
;      INITIALISATIONS
;-----
;
; ### AFFECTATION DES ADRESSES ###
;
; COMPTEURS PROGRAMMABLES
;
0014 =    TIM00 EQU      14H      ; COMPTEUR 00
0015 =    TIM01 EQU      15H      ; COMPTEUR 01
0016 =    TIM02 EQU      16H      ; COMPTEUR 02
0017 =    MWR0 EQU      17H      ; MOT DE MODE
;
0018 =    TIM10 EQU      18H      ; COMPTEUR 10
0019 =    TIM11 EQU      19H      ; COMPTEUR 11
001A =    TIM12 EQU      1AH      ; COMPTEUR 12
001B =    MWR1 EQU      1BH      ; MOT DE MODE
;
0074 =    TIM20 EQU      74H      ; COMPTEUR 20
0075 =    TIM21 EQU      75H      ; COMPTEUR 21
0076 =    TIM22 EQU      76H      ; COMPTEUR 22
0077 =    MWR2 EQU      77H      ; MOT DE MODE
;
; TABLES
;
; RAPPORT CYCLIQUE COMPENSE
; TABLE 1 : 1FFFH < ADRESSE < 2800H POUR UNE FREQUENCE DE
;                                     DECOUPAGE DE 2400 HZ
;
; SIGNAUX DE VALIDATION
; TABLE 2 : 06FFH < ADRESSE < 0706H
;
; FREQUENCE D'HORLOGE (FCLK = 360 FMODULATION)
; TABLE 3 : 2FFFH < ADRESSE < 3100H POIDS FAIBLES
;           3100H < ADRESSE < 3200H POIDS FORTS
;
0005 =    FMIN EQU      05H      ; FREQUENCE DE MODULATION MINIMALE
;                                     ( 1 HZ)
00FE =    FMAX EQU      0FEH     ; FREQUENCE DE MODULATION MAXIMALE
;                                     (50,8 HZ)
0001 =    DELTAV EQU     01H      ; VITESSE MINIMALE POUR CHANGEMENT
;                                     DE SENS DE ROTATION
;
; UNITE D'INTERRUPTION (IC 2)
;
0010 =    CWRD1 EQU      10H
0011 =    CWRD2 EQU      11H
; REGISTRE IER: PERMET DE REMETTRE INDIVIDUELLEMENT A

```

```

;
; UN DU A ZERO LES SORTIES DES BASCULES
; J-K (IC 7)
001C = IER1 EQU 1CH ; MISE A UN
001E = IER0 EQU 1EH ; MISE A ZERO
;
; PORTS D'ENTREE/SORTIE (IC 3 ET IC 4)
;
; IC 3
0034 = PORTA3 EQU 34H ; PORT A
0035 = PORTB3 EQU 35H ; PORT B
0036 = PORTC3 EQU 36H ; PORT C
0037 = PWR3 EQU 37H ; MOT DE MODE
; IC 4
0038 = PORTA4 EQU 38H ; PORT A
0039 = PORTB4 EQU 39H ; PORT B
003A = PORTC4 EQU 3AH ; PORT C
003B = PWR4 EQU 3BH ; MOT DE MODE
;
; CONVERTISSEURS ANALOGIQUES/NUMERIQUES
;
0000 = CONV0 EQU $$ ; CONVERTISSEUR IC 0
008E = CONV5 EQU 8EH ; CONVERTISSEUR IC 5
008D = CONV6 EQU 8DH ; CONVERTISSEUR IC 6
008C = START EQU 8CH ; LANCEMENT CONVERSION IC 5 ET IC 6
0000 = START0 EQU $$ ; LANCEMENT CONVERSION IC 0
;
; ### AFFECTATION DES DIVISEURS ###
;
; NOTATIONS : FOP = POIDS FORTS
; FAP = POIDS FAIBLES
;
0005 = N00 EQU 05H ; PREDIVISEUR (3.072 MHZ ---->
; 614,4 KHZ)
0013 = N01FOP EQU 13H ; ==> FREQUENCE D'ECHANTILLONNAGE =
0033 = N01FAP EQU 33H ; 125 HZ ( PENTE = 25 HZ/S )
0000 = N02FOP EQU 00H ; ==> RETARD A L'AMORCAGE =
0000 = N02FAP EQU 00H ; 0 DEGRES
0008 = N10FOP EQU 08H ; ==> FREQUENCE REDRESSEUR =
0000 = N10FAP EQU 00H ; 300 HZ
0001 = N11FOP EQU 01H ; ==> FREQUENCE HACHEUR =
0000 = N11FAP EQU 00H ; 2400 HZ
;
; ### INITIALISATION DES COMPTEURS ###
;
0100 3E16 MVI A,16H ; MODE 3 (C 00)
0102 D317 OUT MWR0
0104 3E76 MVI A,76H ; MODE 3 (C 01)
0106 D317 OUT MWR0
0108 3EBA MVI A,0BAH ; MODE 1 (C 02)
010A D317 OUT MWR0
010C 3E34 MVI A,34H ; MODE 2 (C 10)

```

```

010E D31B      OUT      MWR1
0110 3E74      MVI      A,74H   ; MODE 2 (C 11)
0112 D31B      OUT      MWR1
0114 3E01      MVI      A,1B    ; MODE 1 (C 12)
0116 D31B      OUT      MWR1
0118 3E76      MVI      A,76H   ; MODE 3 (C 21)
011A D377      OUT      MWR2
011C 3E92      MVI      A,92H   ; MODE 1 (C 22)
011E D377      OUT      MWR2
;
; ### CHARGEMENT DES DIVISEURS ###
;
; PREDIVISEUR
0120 3E05      MVI      A,N00
0122 D314      OUT      TIM00
;
; ECHANTILLONNEUR
0124 3E33      MVI      A,N01FAP
0126 D315      OUT      TIM01
0128 3E13      MVI      A,N01FOP
012A D315      OUT      TIM01
;
; RETARD
012C 3E00      MVI      A,N02FAP
012E D316      OUT      TIM02
0130 3E00      MVI      A,N02FOP
0132 D316      OUT      TIM02
;
; REDRESSEUR
0134 3E00      MVI      A,N10FAP
0136 D318      OUT      TIM10
0138 3E08      MVI      A,N10FOP
013A D318      OUT      TIM10
;
; HACHEUR
013C 3E00      MVI      A,N11FAP
013E D319      OUT      TIM11
0140 3E01      MVI      A,N11FOP
0142 D319      OUT      TIM11
;
; RAPPORT CYCLIQUE (MINI)
0144 3E0C      MVI      A,0CH
0146 D31A      OUT      TIM12 ;HACHEUR 1
0148 D376      OUT      TIM22 ;HACHEUR 2
;
; FREQUENCE D'ENTREE DU MODULATEUR
014A 0610      MVI      B,FMIN  ; CHARGEMENT POIDS FAIBLES
014C 0A        LDAX     B      ; (TABLE 3)
014D D375      OUT      TIM21
014F 04        INR      B      ; CHARGEMENT POIDS FORTS
0150 D375      OUT      TIM21
;
; ### INITIALISATION DES PORTS D'ENTREE/SORTIE ###
;
0152 3E80      MVI      A,80H   ; PORT A,B,C EN SORTIE (IC 3)
0154 D337      OUT      PWR3
0156 3E88      MVI      A,88H   ; PORT A EN SORTIE

```

```

                                ; PORT B,C EN ENTREE (IC 4)
0158 D33B          OUT      PWR4
;
; INITIALISATION PORTA (IC 3)
015A 3EFF          MVI      A,0FFH ; BLOCAGE DES TRANSISTORS
015C D334          OUT      PORTA3
;
; ### INITIALISATION UNITE D'INTERRUPTION (IC 2) ###
;
015E 3E52          MVI      A,52H  ; ICW1
0160 D310          OUT      CWRD1
0162 3E00          MVI      A,00H  ; ICW2
0164 D311          OUT      CWRD2
0166 3EE0          MVI      A,0E0H ; OCW1: DEMASQUAGE INTERRUPTIONS
                                ; IR0, IR1, IR2, IR3, IR4
0168 D311          OUT      CWRD2
;
; ### INITIALISATION DES BASCULES ###
;
016A 3E0C          MVI      A,0CH  ; MISE A UN DE IR0, IR1
016C D31C          OUT      IER1  ; (BASCULE ACTIVE)
016E 3E0C          MVI      A,0CH  ; MISE A ZERO DE IR2, IR3
0170 D31E          OUT      IER0  ; (BASCULE NON ACTIVE)
;
; ### LECTURE CONSIGNE SENS DE ROTATION ###
;
0172 D63A          IN       PORTC4
0174 1F           RAR
0175 1F           RAR
0176 1F           RAR
0177 1F           RAR
0178 1F           RAR
0179 D338          OUT      PORTA4
;
017B C37E01        JMP      PRGPRI
;
; ### PROGRAMME PRINCIPAL ###
;
017E FB           PRGPRI: EI          ; ETAPE 0
017F 76           HLT
0180 C37E01        JMP      PRGPRI
;
; ### SOUS-PROGRAMMES D'INTERRUPTION ###
;
0183 F3           IR0:  DI          ; INTERRUPTION IR0 (ETAPE 12)
0184 3EFF          MVI      A,0FFH
0186 D334          OUT      PORTA3 ; BLOCAGE DES TRANSISTORS
0188 76           HLT          ; ATTENTE D'UN RAZ

0189 FB           IR1:  EI          ; INTERRUPTION IR1
018A F5           PUSH     PSW
018B C5           PUSH     B
018C C3A001        JMP      ETI

018F FB           IR2:  EI          ; INTERRUPTION IR2

```

```

0190 F5          PUSH   PSW
0191 C5          PUSH   B
0192 C3AB01     JMP     ET2

0195 FB          IR3:   EI           ; INTERRUPTION IR3
0196 F5          PUSH   PSW
0197 C5          PUSH   B
0198 C3F401     JMP     ET11

019B FB          IR4:   EI           ; INTERRUPTION IR4 (ETAPE 13)
019C F5          PUSH   PSW
019D C3F801     JMP     ET131

;
;
01A0 210007     ET1:   LXI     H,0700H ; INITIALISATION POINTEUR
                                ; (TABLE 2)
                                MVID   20H ; INITIALISATION POINTEUR
                                ; (TABLE 1)

01A3 7E          MOV     A,M
01A4 D338       OUT    PORTA4 ; SORTIE DES SIGNAUX DE VALIDATION
                                ; SUR LE PORT A (IC 4)
01A6 3E03       MVI     A,03H ; MISE A UN DE IR3 ET IR2
01A8 D31C       OUT    IER1
01AA 00        NOP

01AB DB8E       ET2:   IN     CONV5 ; ## HACHEUR 1 ##
01AD 5F         MOV     E,A
01AE 1A        LDAX  D ; LECTURE DU RAPPORT CYCLIQUE
                                ; COMPENSE (TABLE 1)

01AF D31A       OUT    TIM12
01B1 00        NOP

01B2 DB8D       ET3:   IN     CONV6 ; ## HACHEUR 2 ##
01B4 D38C       OUT    START
01B6 5F         MOV     E,A
01B7 1A        LDAX  D ; LECTURE DU RAPPORT CYCLIQUE
                                ; COMPENSE (TABLE 1)

01B8 D376       OUT    TIM22
01BA 00        NOP

01BB 7A         ET4:   MOV     A,D
01BC FE27       CPI     27H ; POINTEUR EN FIN DE TABLE ?
                                ; (TABLE 1)

01BE D2C701     JNC    ET6
01C1 00        NOP

01C2 3E07       ET5:   MVI     A,07H ; MISE A UN DE IR3
01C4 D31C       OUT    IER1
01C5 00        NOP

01C7 0630       ET6:   MVI     B,30H
01C9 0A        LDAX  B ; LECTURE POIDS FAIBLES (TABLE 3)
01CA D375       OUT    TIM21
01CC 04        INR   B
01CD 0A        LDAX  B ; LECTURE POIDS FORTS (TABLE 3)
01CE D375       OUT    TIM21

```

01D0 3E20		MVI	A, 20H	; FIN D'INTERRUPTION
01D2 D310		OUT	CWRD1	
01D4 F1		POP	PSW	
01D5 C1		POP	B	
01D6 C9		RET		
01D7 00		NOP		
01D8 1620	ET7:	MVI	D, 20H	; INITIALISATION POINTEUR
				; (TABLE 1)
01DA 2C		INR	L	; INCREMENTATION POINTEUR
				; (TABLE 2)
01DB 7E		MOV	A, M	
01DC D334		OUT	PORTA3	; SORTIE DES SIGNAUX DE VALIDATION
01DE 00		NOP		
01DF 7D	ET8:	MOV	A, L	
01E0 FE05		CPI	05H	; POINTEUR EN FIN DE TABLE ?
				; (TABLE 2)
01E2 DAEC01		JC	ET10	
01E5 3E05	ET9:	MVI	A, 05	; MISE A UN DE IRI ET IR2
01E7 D31C		OUT	IER1	
01E9 C3AB01		JMP	ET2	
01EC 3E03	ET10:	MVI	A, 03H	; MISE A UN DE IR2 ET IR3
01EE D31C		OUT	IER1	
01F0 C3AB01		JMP	ET2	
01F3 00		NOP		
01F4 14	ET11:	INR	D	; INCREMENTATION POINTEUR
				; (TABLE 1)
01F5 C3AB01		JMP	ET2	
01F8 DB3A	ET131:	IN	PORTC4	
01FA 47		MOV	B, A	
01FB E604		ANI	04H	; SIGNAL W2=0 ?
01FD C24602		JNZ	ET139	
0200 78	ET132:	MOV	A, B	
0201 E603		ANI	03H	; SR=SR' ?
0203 EA2D02		JPE	ET137	
0206 DB39	ET133:	IN	PORTB4	; LECTURE FREQUENCE DE CONSIGNE
0208 91		SUB	C	
0209 CA0F02		JZ	ET134	
020C DA1302		JC	ET135	
020F 0C	ET134:	INR	C	; ACCELERATION
0210 C31402		JMP	ET136	
0213 0D	ET135:	DCR	C	; DECELERATION
0214 79	ET136:	MOV	A, C	
0215 FEFE		CPI	FMAX	; F(MODULATION) > FMAX ?
0217 DA1F02		JC	ET1313	

```

021A 0EFE      ET1312: MVI    C,FMAX ; F(MODULATION) = FMAX
021C C32702    JMP      ET1315

021F 79        ET1313: MOV     A,C
0220 FE05      CPI     FMIN ; F(MODULATION) < FMIN ?
0222 D22702    JNC     ET1315

0225 0E05      ET1314: MVI    C,FMIN ; F(MODULATION) = FMIN

0227 D300      ET1315: OUT    START0
0229 3E20      MVI    A,20H ; FIN D'INTERRUPTION
022B D310      OUT    CWRDI
022D F1        POP    PSW
022E C9        RET

022F 79        ET137:  MOV     A,C
0230 FE05      CPI     FMIN ; F(MODULATION) = FMIN ?
0232 C21302    JNZ     ET135

0235 D800      ET1310: IN     CONV0 ; LECTURE DE LA VITESSE
0237 FE01      CPI     DELTAV ; VITESSE > DELTAV ?
0239 CA3F02    JZ      ET1311
023C D21402    JNC     ET136

023F DB3A      ET1311: IN     PORTC4
0241 E601      ANI    01H ; SELECTION DE SR
0243 D338      OUT    PORTA4 ; SORTIE DE SR
0245 C31402    JMP     ET136

0248 DB39      ET139:  IN     PORTB4
024A FEFE      CPI     FMAX ; FM(CONSIGNE) > FMAX ?
024C D25402    JC     ET1317

024F 3EFE      ET1316: MVI    A,FMAX
0251 C35B02    JMP     ET1319

0254 FE05      ET1317: CPI     FMIN ; FM(CONSIGNE) < FMIN ?
0256 D25B02    JNC     ET1319

0259 3E05      ET1318: MVI    A,FMIN

025B 91        ET1319: SUB    C
025C CA1402    JZ     ET136
025F DA6602    JC     ET1321

0262 0D        ET1320: DCR    C
0263 C31402    JMP     ET136

0266 0C        ET1321: INR    C
0267 C31402    JMP     ET136

```

*

B I B L I O G R A P H I E

-o-o-o-o-o-

- / 1/ : G. MAGGETTO
Contribution à l'étude des moteurs asynchrones alimentés par convertisseurs statiques
Thèse de Docteur en Sciences Appliquées 1973 - Université Libre de Bruxelles
- / 2/ : S.R. BOWES and A. MIDOUN
Suboptimal switching strategies for microprocessor-controlled PWM inverter drives
IEEE Proceedings Vol. 132 Pt B n°3 May 1985
- / 3/ : S.R. BOWES and T. DAVIES
Microprocessor-based development system for PWM variable-speed drives
IEEE Proceedings Vol. 132 Pt B n°1 January 1985
- / 4/ : P. MATHYS
Méthodes numériques de modulation pour convertisseurs statiques associés à des machines asynchrones
Thèse de Docteur en Sciences Appliquées - Université Libre de Bruxelles
- / 5/ : J.P. HAUTIER
Sur la description fonctionnelle et la simulation numérique d'un onduleur à transistors. Application au contrôle de la dynamique d'une machine asynchrone.
Thèse de Docteur-Ingénieur - Lille 1984
- / 6/ : HASMUKH S. PATEL and RICHARD G. HOFT
Generalized Techniques of Harmonic Elimination and Voltage Control in Thyristors Inverters
IEEE Transactions on Industry Applications Vol. 1A-10, n°5, May-June 1974.

- / 7/ : B. BOUCHER
Sur la commande optimale du déplacement d'une charge suspendue
entraînée par moteur asynchrone gradateur
Mémoire d'Ingénieur CNAM Lille 1984
- / 8/ : F. BRICHANT
Accélération et décélération contrôlées de moteurs asynchrones à
cage par gradateur
RGE Novembre 1975 (807 à 808)
- / 9/ : A. BELOT
Commande directe des tensions et courants alternatifs
Techniques de l'Ingénieur D470 (1986)
- /10/ : C. HAGLON
Les entraînements à vitesse variable par variateurs statiques de
fréquence : le cycloconvertisseur
Journées d'Etudes de la SEE - RGE Octobre 1978 (771 à 781)
- /11/ : E. DESTOBBELEER
Paramètres et régimes optimaux du moteur asynchrone alimenté par
cycloconvertisseur
Thèse de 3 cycle Lille 1976
- /12/ : G.J. BERG and P.K. DAS
A new three Phase Static Variable Frequency Changer
IEEE Transaction on Industry Applications September/October 1973
- /13/ : T. WIDODO
Etude des convertisseurs statiques de fréquence
Thèse Docteur-Ingénieur Toulouse 1981
- /14/ : A. PERIN
Contribution à l'étude des convertisseurs directs de fréquence à
transistors de puissance
Thèse de Docteur-Ingénieur - Toulouse 1984.

- /15/ : A. MOZDZER and B.K. BOSE
Three Phase AC Power Control using power transistor
IEEE Transactions on Industry Applications September/October 1976
- /16/ : M. VENTURINI and A. ALESINA
The generalised transformer : A new bidirectionnel sinusoidal waveform frequency converter with continuously adjustable input power factor
IEEE Power Electronics Specialists Conference 1980 pp 242-251
- /17/ : J.P. HAUTIER et G. MANESSE
Description par réseau de Pétri et décomposition fonctionnelle d'un convertisseur direct réversible
C.R. Académie des Sciences Paris, t. 300, série II, n°20, 1985
- /18/ : L. MALESANI and P. TENTI
Single-Stage Poly-Phase to single-phase conversion using multi-level PWM technique
EPE Bruxelles 1985
- /19/ : G. MANESSE et C. MAIZIERES
Sur la description fonctionnelle des convertisseurs statiques. Applications aux montages redresseurs
C.R. Académie des Sciences Paris, t. 295, série II - 963 (décembre 1982)
- /20/ : P. LIENART
Sur un convertisseur direct tension-courant alimentant un moteur à courant continu
Rapport DEA 1985
- /21/ : J.P. HAUTIER, G. MANESSE et B. SEURE
Sur une stratégie de commande d'un convertisseur direct tension-courant alimentant une charge monophasée
SEE L'Electronique de Puissance du Futur - Grenoble (1985)

- /22/ : J.P. HAUTIER and G. MANESSE
Functional description and working out conditions of direct static
converter
EPE Bruxelles (1985)
- /23/ : J.P. HAUTIER, G. MANESSE et C. MAIZIERES
Sur la description par réseau de Pétri d'un onduleur en tension à
transistors
C.R. Académie des Sciences Paris, t. 297, série II, 565 (Octo-
bre 1983)
- /24/ : J.P. HAUTIER and G. MANESSE
A Petri net computation structure for transistors inverter and
induction motor
IMACS 1984
- /25/ : PISKOUNOV
Calcul différentiel et intégral
Edition de Moscou
- /26/ : R. CHAUPRADE
Electronique de puissance - Commande des moteurs à courant continu
Eyrolles
- /27/ : G. VANHACK
Sur le contrôle d'un moteur à courant continu dans un positionne-
ment de grande amplitude
Mémoire d'Ingénieur CNAM Lille 1986
- /28/ : A. BELOT
Convertisseurs statiques : Redresseurs-Onduleurs non autonomes
Techniques de l'Ingénieur D463 (1986)
- /29/ : J. LEGRAS
Méthodes et Techniques de l'analyse numérique
Dunod

- /30/ : M. DEMONTVIGNIER
Onduleurs autonomes - Convertisseur statique de fréquence
Techniques de l'Ingénieur D471
- /31/ : MURAT KUNT
Traitement numérique des signaux
Ecole Polytechnique Fédérale de Lausanne
- /32/ : Les méthodes rapides de transformation du signal
Masson
- /33/ : B. SEURE et J.P. HAUTIER
Conception assistée du contrôle d'un changeur de fréquence pour
moteur asynchrone
IMACS 1986
- /34/ : J.P. HAUTIER
La machine électrique généralisée. Méthode des composantes de Park
Cours IDN
- /35/ : M. BOULIER
Comportement du moteur asynchrone à cage commandé par contacteur
statique
Thèse de 3e cycle Lille 1977
- /36/ : G. MANESSE, J.P. HAUTIER et J.M. TOULOTTE
Conception simultanée des parties opératives et commandes des
ensembles de conversions électromécaniques.
Convention Automatique 1986
- /37/ : LANCE A. LEVENTHAL
8080-8085
Programmation en langage assembleur
Editions Radio

/38/ : SIEMENS

Notices techniques

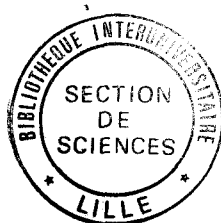
/39/ : THOMSON CSF

Le transistor de puissance dans la conversion d'énergie

/40/ : G. PETIAU

La théorie des fonctions de Bessel

CNRS





RESUME

Le travail présenté décrit la mise en oeuvre et le comportement d'un ensemble changeur de fréquence-moteur asynchrone diphasé.

L'auteur effectue d'abord l'analyse fonctionnelle d'un montage élémentaire de six interrupteurs bidirectionnels totalement contrôlables montés en pont. Pour les diverses stratégies de commande proposées, des schémas équivalents sont établis et le fonctionnement est décrit au moyen de réseaux de Pétri.

Il propose ensuite dans le cas d'une séquence à motif de tension fixe, une compensation active permettant d'atténuer les effets de la forme d'onde du réseau. Puis, une loi de modulation sinusoidale est envisagée dans la perspective d'utiliser un moteur asynchrone dans les quatre quadrants du plan couple-vitesse.

Dans ces conditions, un modèle numérique structuré et précis d'un changeur de fréquence diphasé est bâti en tenant compte du contexte technologique. La structure de contrôle alors établie permet une dynamique optimale dans le respect des limites imposées par le convertisseur.

Enfin, l'auteur présente l'architecture de contrôle microinformatique qui découle directement de la description fonctionnelle établie lors de la construction du modèle. Il analyse les solutions technologiques adoptées tant sur le plan de la commande que de la puissance et termine en envisageant des applications de cette solution particulière.

Mots clés : Convertisseur direct réversible - Moteur asynchrone diphasé - Contrôle à microprocesseur - Réseau de Pétri - Simulation numérique - Transistor de puissance - Conception assistée par ordinateur.